NUMERO DOPPIO 3-4

Spedizione in abbonamento postale - Gruppo terzo

FEBBRAIO - 1947 -

ANNO XIX

LIRE 100

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

l'antenna

FEBBRAIO 1947 — ANNO XIX - N. 3-4

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

XIX ANNO DI PUBBLICAZIONE

*

PROPRIETARIA EDIT. IL ROSTRO SOCIETA' A RESP. LIMITATA

*

DIREZIONE - REDAZIONE - AMMINISTRAZIONE VIA SENATO, 24 MILANO — TELEFONO 72.908 — CONTO CORR. POST. N. 3/24227 C. C. E. C. C. I. 225438 UFF. PUBBLIC. VIA SENATO, 24

*

SOMMARIO

UN FASCICOLO SEPARATO COSTA L. 50. QUESTO FASCICOLO DOPPIO COSTA LIRE 100

*

ABBONAMENTO ANNUO LIRE 1000 + 20 (I. g. e.) ESTERO IL DOPPIO

*

Per ogni cambiamento di indirizzo inviare Lire Venti, anche in francobolli. Si pregano coloro che scrivono alla Rivista di citare sempre, se Abbonati, il numero di matricola stampato sulla fascetta accanto al loro preciso indirizzo. Si ricordi di firmare per esteso in modo da facilitare lo spoglio della corrispondenza. Allegare sempre i francobolli per la risposta.

sulle onde della radio

Di giorno in giorno la tecnica fa progressi notevoli, vorremmo dire giganteschi. Di qui la necessità veramente sentita di una documentazione adeguata che consenta ai quadri della nostra industria di seguire di pari passo il procedere della tecnica. Occorre seguire corsi di perfezionamento e leggere. Leggere quanto più è possibile. E' una raccomandazione questa che non ci dovremmo stancare di ripetere, fino a parere prolissi. Leggere, leggere... La lettura è l'unica soluzione del problema. I tecnici devono cercare la documentazione loro necessaria nei libri recenti e nelle riviste specializzate. Ciascuno deve crearsi una sia pur piccola biblioteca personale nella quale raccogliere, nei limiti delle proprie possibilità tecniche e materiali, una documentazione sufficientemente ampia. Nei grandi laboratori e nelle officine più importanti ciò è realizzato pienamente, almeno nella maggioranza dei casi, ma di tali raccolte può beneficiare un numero ristretto di persone. I più devono affidarsi alla guida che offrono le riviste di divulgazione.

La nostra, pur sapendo di non poter accontentare tutti per i multiformi aspetti delle aspirazioni e delle specializzazioni, fa tutto quanto le è possibile per svolgere tale compito nel migliore dei modi.

Però perchè tale compito oneroso possa avere il successo che tutti ci auguriamo è necessaria la più ampia collaborazione dei lettori che, esprimendoci i loro giudizi e formulando le loro proposte, potranno contribuire al successo della nostra missione. L'invito che rivolgiamo a tutti indistintamente i nostri lettori dovrà fornire la prova che attorno alla rivista gravita una massa vitale e dinamica, nel vero senso della parola.

La nostra famiglia, la famiglia de « *l'antenna* » per intenderci, è molto numerosa. Più di quanto non pensassimo, cullati dalle più rosee previsioni, anche non molto tempo fa. E' già un successo.

Per noi poi, è una soddisfazione ancor più grande, perchè sappiamo che quando ci rivolgiamo ai lettori ci rivolgiamo ad una grossa aliquota di tecnici e di cultori della radiotecnica.

Perchè sappiamo che quando affrontiamo un problema di qualunque genere esso sia lo affrontiamo per un numero elevato di persone.

La campagna abbonamenti per il 1947 si è risolta nel migliore dei modi. Solo i soliti ritardatari, gli amanti dell'ultimo minuto non hanno ancora risposto al nostro invito. Se non fosse perchè passeremmo da immodesti, ci sarebbe grato riportare qualcuna fra le tante frasi che hanno accompagnato i bollettini di versamento. Molte ci hanno veramente commossi. Tutte hanno dimostrato, da parte dei mittenti, uno spirito di comprensione per le difficoltà del momento che per la verità non speravamo neppure lontanamente. Perchè va bene dire che la Rivista esce in ritardo per le note restrizioni nella distribuzione dell'energia elettrica, che per le medesime ragioni ci vediamo costretti a sospendere momentaneamente il servizio consulenza, ma potrebbe anche nascere nella mente del lettore il dubbio che si tratti di una certa disorganizzazione interna. Grazie dunque, amici, per la vostra fiducia che cercheremo di ben meritare anche per il futuro.

Le difficoltà del momento sono ben conosciute. Se si toglie la più grave, in un certo senso almeno, ossia la mancanza di una adeguata produzione di energia elettrica da parte delle centrali idro e termo-elettriche, la remora che ostacola maggiormente il regolare sviluppo del nostro lavoro è senza dubbio la scarsità di materie prime. Intendiamo parlare della carta che utilizzata in modo talora veramente indecente dalle direzioni dei vari partiti politici al governo (e questo va sottolineato) per attaccarsi vicen-

devolmente nel modo più nauseante, viene negata a chi realmente può dimostrare di averne necessità. La scarsità di carta, scarsità diciamo perchè il più delle volte non è nemmeno questione di prezzo, impedisce, nel nostro caso, di pubblicare della nostra Rivista un numero di copie sufficiente a soddisfare le richieste delle varie edicole e librerie. I concetti prudenziali che ci spingono a limitare al minimo la tiratura, pur sempre ragguardevole, fanno sì che sovente la Rivista non sia reperibile già dopo pochi giorni dalla sua edizione. Ai lettori che si rammaricavano abbiamo risposto. Nuovamente non possiamo che consigliarli ad abbonarsi.

♣

L'11 febbraio è stato celebrato in America il centenario della nascita di Tommaso Alva Edison. L'invenzione nel 1879, della prima lampada elettrica ad incadendescenza, portò Edison sulla via della celebrità. Il nome di Edison è anche legato alla scoperta dell'effetto omonimo o « valve effect » che ha servito come punto di partenza per la costruzione del primo diodo. Di Edison si narra, e questo aneddoto servirà a dare una idea della sua multiforme attività inventiva, che un amico andasse un giorno a trovarlo nella sua villetta in campagna. Entrato dice al grande inventore:

— Senti, Tommaso, la tua porta d'entrata è dura, tremendamente dura, e si fa una gran fatica ad aprirla. Tu che ami tanto la meccanica dovresti far qualcosa, non so, magari... ungerla.

Edison rideva di gusto.

— Mi spiace — disse alla fine — non è proprio possibile. Vieni a vedere.

E gli fece osservare un sottile filo metallico che partiva dalla porta ed andava verso il giardino.

— Vedi? — gli disse — questo filo fa parte di un meccanismo, mediante il quale chiunque viene a visitarmi, nell'atto e con lo sforzo di aprire la porta, solleva dal pozzo che è nel giardino dai cento ai centodieci litri di acqua e mi irriga l'orto. Ora capisci perchè la porta sembra dura!

Edison era anche di spirito arguto ed amava ridere alle spalle degli importuni e dei curiosi. In un salotto alcune signore insistevano per sapere quale era stata la sua prima invenzione. Edison si schermiva, ma di fronte alle insistenze si decise a parlare e si mise a raccontare una storiella inverosimile che fu però creduta vera dalle buone signore, le quali stavano ad ascoltarla con molta commozione. Quand'ebbe finito, un'altra signora ebbe l'imprudenza di domandare:

— Va bene; ma quale è stata l'ultima vostra invenzione?

Ed Edison sorridendo:

— L'ultima? Ma è semplice. L'ultima mia invenzione è stata la storiella che vi ho raccontata prima.

In altra occasione ad un curioso che chiedeva:

— Signore, siete stato voi che avete fabbricata la prima macchina parlante?

— Ohibò! — fece Edison — la prima macchina parlante è stata fatta molti e molti secoli fa con la costa di Adamo.

Edison era anche molto distratto, essendo sempre assorto nei suoi studi. Si racconta che un giorno, tornato da un viaggio in treno, lamentasse un po' di nausea causatagli dal fatto di aver dovuto viaggiare con la schiena rivolta alla locomotiva.

— Ma perchè — gli chiese la moglie — non hai domandato per favore al viaggiatore che ti stava di fronte di cederti il posto?

— Non ho potuto farlo perchè nello scompartimento ero solo.

♣

Edison come è noto era un autodidatta. La sua cultura se la fece utilizzando tutti i ritagli di tempo per leggere e studiare nella biblioteca di Détroit, nello stato di Michigan.

A 15 anni vendeva giornali, riviste e dolciumi sui treni dell'Est. Facendo questo lavoro gli venne l'idea di comprarsi dei vecchi caratteri tipografici, un vecchio torchio e di fare lui stesso un giornale. Vide così la luce un giornaletto di 15 centimetri per 10, sul quale il ragazzo riportava notizie utili: cambiamenti di orari, informazioni sui mercati, ecc.

Nel bagagliaio del treno Edison aveva una specie di laboratorio e fu qui che un giorno per disattenzione suscitò un incendio versando delle materie infiammabili. Fu naturalmente allontanato. Dopo aver vagato per qualche tempo, fu assunto come operatore telegrafico in diverse stazioni. In tal modo potè impratichirsi e presto il suo spirito inventivo ebbe modo di farsi notare. Edison deteneva più di 1200 brevetti americani dei quali alcuni basati su scoperte originali di altre persone che egli perfezionò per portarli nella pratica. Nel corso della sua vita fu ricoperto di onori dal mondo intero per i suoi lavori, specialmente nel campo dell'elettricità. Morì nella sua casa di West Orange, nello stato di New Jersey, il 18 ottobre 1931.

E' stata costruita una nuova cellula fotoelettrica ultrasensibile con la quale è possibile registrare lo spettro infrarosso delle radiazioni stellari e planetarie. Si pensa di poter utilizzare con successo questa cellula per studiare la superficie del pianeta Marte. Arriveremo a scoprire i misteri che si celano nelle macchie verdi e nei canali marziani?

DALLA rivista « La Télevision Française » stralciamo quanto segue. M.M. Ponte, direttore tecnico della Compagnia Generale di T.S.F. ha fatto alla Société Française des Electriciens un interessante rapporto sui contributi francesi allo studio dei radiolocalizzatori. Gli studi risalgono al 1934; le prime prove furono portate a termine l'anno successivo a bordo dell'Oregon, sulla base di onde decimetriche di 80 e di 16 cm. Nel 1936 sul Normandie fu installato un complesso con emittente ad impulsi. Nel 1938 fu costruita la stazione sperimentale di Sainte-Adresse, che permeteva di localizzare battelli distanti circa 8 km e barche a meno di 3 km con una approssimazione di circa 200 metri. Nel 1939 l'aumentata potenza dei magnetron permise risultati migliori. Gli studi furono proseguiti a Brest e a Sannois. Nel giugno del 1940 l'invasione delle armate Germaniche costrinse gli scienziati a distruggere tutti i loro apparati ed a interrompere gli studi. Gli esperimenti furono continuati l'anno seguente a Tolone con un magnetron di 4kW e con onde di 16 cm. L'installazione di Saint-Mandier permise nel 1942 di radiolocalizzare una corazzata a 25 km, una torpediniera a 18 ed una baleniera a circa 5 km con una precisione assoluta di 25 metri ed una approssimazione angolare di qualche minuto. Tutte le apparecchiature furono nuovamente distrutte nel novembre del medesimo anno. Attualmente le ricerche sono state riprese e continuano attivamente con lunghezze d'onda di circa 3 cm. e tensioni di 12.000 ÷ 15.000 V. Gravi difficoltà sono state incontrate nella realizzazione di intensi campi magnetici per mezzo di calamite permanenti.

OGGI che è di tanta attualità parlare dei misteriosi quanto affascinanti fenomeni che avvengono in seno alla materia, vogliamo soffermarci a chiacchierare ai margini della scienza, vogliamo cioè osservare i piccoli mondi da un punto inusitato, ma non per questo meno interessante. Una delle maggiori difficoltà che una persona di media cultura incontra allorchè si accinge a leggere ed a comprendere uno dei tanti scritti, più o meno divulgativi, che trattano dell'argomento è costituita dai numeri. Infatti, in genere, è difficile farsi un'idea esatta del significato dei numeri. Finchè si tratta di diecine, centinaia o migliaia, soprattutto se esse sono diecine, centinaia o miglia di lire, tutti possono senza difficoltà alcuna arrivare a rendersi conto della loro grandezza. Tutti ammettono senza alcuno sforzo mentale che con dieci lire non si può comprare una radio, e che mille lire sono un po' troppe, almeno per ora, per acquistare una scatola di cerini.

Ma quando i numeri diventano troppo grandi o, peggio ancora, scendono al di sotto di certi valori l'uomo della strada si mette le mani nei capelli e rinuncia a capirci qualche cosa.

Prendiamo ad esempio un'atomo di grandezza media. Come esso sia costituito lo abbiamo letto tante volte che

non crediamo opportuno soffermarci. Il volume che esso occupa è ben piccola cosa.

L'ordine di grandezza del raggio di tale volume supposto per semplicità sferico è di 10^{-8} cm. Una persona che non avesse molta famigliarità con l'algebra preferirebbe scrivere 0.00000001, ma questa diversa notazione la aiuterebbe ben poco. Vediamo allora di prendere gli atomi ad uno ad uno e di porli tutti in fila bene allineati gli uni accanti agli altri.

In un centimetro se ne potrebbero contare, uno più uno meno, 50 milioni e se ciascuno di essi divenisse grosso solo come un pisello, con 50 milioni di piselli si farebbe una collana lunga da 250 a 400 chilometri.

Al centro dell'atomo è il nucleo il quale ha, in ogni caso, un peso proprio ben determinato. Il nucleo più semplice è quello dell'idrogeno. A tale nucleo Rutherford diede il nome di protone. Volete sapere quanto pesa un protone? Per farsi una idea precisa della piccolezza di questa massa elementare non c'è che ricorrere ad un artificio. Se potessimo mettere su una bilancia sensibilissima ad ogni secondo un mucchietto di un milione di protoni, e continuassimo questa operazione notte e giorno, senza alcuna sosta, soltanto dopo 300 milioni di secoli l'indice della bilancia segnerebbe il peso di un grammo.

Vari atomi tra loro riuniti formano come sappiamo una molecola. In un centimetro cubo di gas in condizioni di temperatura e di pressione normali vi sono all'incirca $27 . 10^{18}$ molecole. Nei tubi elettronici a vuoto spinto, vuoto che è tanto necessario per un buon funzionamento dei medesimi, in ogni centimetro cubo rimangono ancora circa $3 . 10^{10}$ molecole. Il che è quanto dire 30 miliardi, pari a circa 15 volte l'intera popolazione della terra. Per renderci conto della grandezza di un miliardo possiamo calcolare approssimativamente il tempo necessario per contare fino ad un miliardo: ebbene se un uomo non si interrompesse nè di giorno nè di notte, gli occorrerebbero 32 anni per contare da uno ad un miliardo.

E può bastare per oggi, crediamo. Perchè i numeri si fanno troppo grandi e all'uomo della strada cominciano a serpeggiare i primi brividi per la schiena.

*

Da « Le Haut-Parleur » togliamo questi interessanti appunti sulle nuove ceramiche per condensatori.

Come è noto il condensatore a ceramica ha avuto il più ampio sviluppo nelle realizzazioni del tempo di guerra. Tutto ciò è merito delle caratteristiche veramente eccezionali presentate dalle nuove ceramiche. Nei nuovi prodotti in genere ci si è sforzati di migliorare accanto alle caratteristiche elettriche la resistenza meccanica e di limitare al massimo le perdite in alta frequenza.

L'uso della steatite è ormai superato. Infatti questo prodotto, se è vero che può essere facilmente lavorato, presenta scarsissima resistenza meccanica. Attualmente si mescola steatite a sostanze opportune e si lavorano le polveri così preparate ad alte pressioni. Si possono ancora ottenere in tal modo buoni risultati.

Molto diffuse ormai le ceramiche ad ossido di titanio che permettono di raggiungere elevate costanti dieletriche: circa 2 volte più elevate di quelle delle migliori miche e steatiti, e circa 20 volte superiori a quella della magnesia pura. Vi è di meglio. Impiegando ceramiche a base di titanato di calcio è stato possibile raggiungere costanti dielettriche ancora maggiori: da 180 a 250. Un miscuglio, fine, di titanati di terre rare, stronzio e bario, può fornire ceramiche aventi costanti dielettriche oscillanti tra 1.600 e 8.000. Purtroppo questi valori non sono stabili, giacchè oscillano grandemente al variare della temperatura. Inoltre queste ultime risultano sede di perdite notevoli in alta frequenza. Scegliendo però opportunamente i costituenti si è riusciti ad ottenere ceramiche a basso coefficiente di temperatura. La ceramica si presta, come la mica, ad essere argentata e questa metallizzazione può essere saldata a basse temperature con leghe saldanti a base di cadmio.

Ad ogni modo i risultati raggiunti più che soddisfacenti mostrano che la ceramica si è messa sulla strada buona per soppiantare buon numero di dielettrici minerali, specialmente grazie alle proprietà veramente eccezionali che ella presenta alle alte frequenze.

l'antenna

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

ANNO XIX - N. 3-4 - 15-28 FEBBRAIO 1947 - PREZZO LIRE 100

INTERFERENZE NELLE SUPERETERODINE

6124/3

di J. BOSSI

Nei primi tempi in cui le supereterodine furono volgarizzate, la frequenza dei circuiti di accordo dei trasformatori di media frequenza fu scelta di un valore molto basso (circa 75-100 kHz) per potere ottenere una sufficiente stabilità ed una migliore amplificazione. Questo perchè le valvole amplificatrici di radio frequenza erano esclusivamente triodi. La invenzione dei tetrodi di radiofrequenza permise di aumentare la stabilità e quindi di aumentare la frequenza dell'amplificatore di M. F. I recenti pentodi ed i nuovi sistemi di stabilizzazione hanno infine permesso l'uso di frequenze relativamente elevate senza praticamente avere perdite nell'amplificazione e con una ottima stabilità.

Devesi tenere presente che l'amplificatore di media frequenza ed il filtro ricevono la frequenza intermedia alla quale sono stati sintonizzati indipendentemente dalla sorgente che provoca questa frequenza. Un segnale avente la detta frequenza viene ricevuto ed amplificato sia se proviene direttamente dall'antenna che lo ha captato, sia se esso è la risultante di due frequenze di battimento. Pertanto le armoniche di frequenze portanti dei vari segnali in arrivo, in battimento con il segnale dell'oscillatore locale, oppure due armoniche formanti battimento fra loro, possono dar luogo a segnali componenti di una frequenza eguale a quella dell'amplificatore M. F. ed essere ricevute da questo. Come ben si vede molte possono essere le combinazioni che possono dar luogo a segnali ricevibili dall'amplificatore di M. F.

Il numero delle combinazioni possibili per ottenere segnali aventi la frequenza intermedia può essere sufficientemente illustrato con l'aiuto di simboli.

Sia f_s la frequenza della portante ed m il numero intiero esprimente una qualunque delle sue armoniche. Ammettiamo che f_o sia la frequenza dell'oscillatore ed n il numero intiero esprimente una delle sue armoniche. Ne consegue che mf_s è la frequenza *emmesima* di f_s e nf_o la frequenza *ennesima* di f_o. Se queste frequenze armoniche vengono immesse alla valvola miscelatrice e se il loro valore è tale che $mf_s - nf_o = f_i$ o che $nf_o - mf_s = f_i$, se f_i è la frequenza alla quale è accordato l'amplificatore di media frequenza, questo è in grado di ricevere ed amplificare questa frequenza.

1 - Il caso normale

Sapendo che m ed n possono rappresentare una cifra qualsiasi fino all'infinito, risulta chiaro che esistono teoricamente infinite possibilità di generazione di un segnale ricevibile dall'amplificatore M. F. Quando m e n sono eguali all'unità si hanno solo le due frequenze fondamentali date dal battimento delle due fondamentali del segnale entrante e di quello dell'oscillatore locale. Questo è il caso normale nella maggioranza delle supereterodine ed è chiaro che quando avviene ciò si hanno due possibili regolazioni di sintonia dell'oscillatore. Ogni supereterodina ha sempre queste due regolazioni dell'oscillatore, sia essa « ad una sola sintonia di battimento » (cioè quando la seconda capita fuori della gamma di regolazione), sia che abbia la possibilità delle due regolazioni.

Poichè i valori di m e di n nelle formule soprascritte possono essere stabiliti da qualsiasi numero intiero, teoricamente possiamo ammettere che per alcuni valori della frequenza del segnale entrante, o f_s, si abbia un numero infinito di posizioni sul quadrante che regola il condensatore dell'oscillatore, alle quali si hanno i battimenti per ottenere un segnale con frequenza della M. F. Praticamente il numero può invece essere assai limitato.

Supponiamo che il quadrante dell'oscillatore sia stato graduato in frequenza in modo che f_o rappresenti non solo la frequenza dell'oscillatore ma anche quella segnata sul quadrante. Riscriviamo le equazioni sopra dette come condizioni per la produzione della frequenza intermedia, nella forma:

$$f_o = \frac{mf_s - f_i}{n} \quad \text{ed} \quad f_o = \frac{mf_s + f_i}{n}$$

Immaginando di avere stabilito il valore di f_s, cioè di considerare una sola frequenza del segnale entrante, f_i resta stabilito dalle caratteristiche del filtro.

Entrambi i valori di m e di n possono variare purchè rimangano numeri interi. In queste condizioni, qualunque siano i valori di m e di n, il valore ottenuto per f_o è dato dalla possibile sintonia dell'oscillatore che dà luogo ad una frequenza di battimento della M. F. Devesi però osservare che non tutte le frequenze dell'oscillatore che dànno luogo ad un valore di frequenza di battimento pari alla M. F. sono comprese nella gamma di sintonia dell'oscillatore, e che quelle fuori della detta gamma non possono dar luogo a disturbo. Inoltre non tutte le frequenze di battimento possibili possono avere una intensità sufficiente da causare interferenze apprezzabili, e queste interferenze sono tanto più deboli quanto maggiore è il valore di m e di n.

Abbiamo visto che quando i due numeri armonici sono eguali all'unità, si hanno due soli punti ai quali un dato segnale può entrare nell'amplificatore di M. F. Supponiamo adesso che sia $m=n=2$. Se due seconde armoniche dànno luogo a battimento, si hanno per queste, sul quadrante di sintonia, due posizioni. Se invece consideriamo $m=n=3$

abbiamo ancora due posizioni addizionali. Se per m e per n prendiamo valori interi più elevati, abbiamo due posizioni addizionali per ogni unità in più. Poichè non vi è limite per i numeri interi, non ci può essere limite al numero delle posizioni di sintonia alle quali entra il segnale.

2 - Interferenza analizzata

Tuttavia vi è un limite ben definito nello spazio del quadrante che impedisce di oltrepassare un dato numero di posizioni alle quali il segnale può entrare. Tutte queste posizioni si trovano tra le due normali determinate dalle frequenze fondamentali, quando cioè m ed n sono eguali all'unità. Man mano che i numeri armonici aumentano di valore, le posizioni dove avviene la ripetizione del segnale si allontanano progressivamente dal punto base della fondamentale sintanto che, capitando fuori del quadrante non potranno più dar luogo a disturbo.

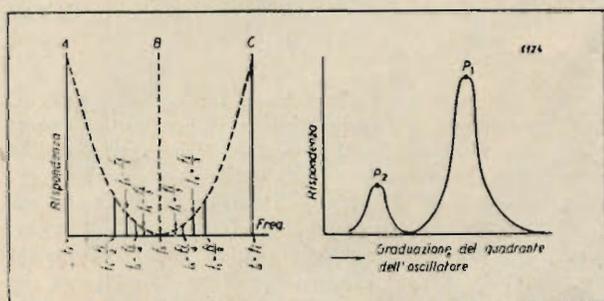



Fig. 1. - *Nel diagramma a sinistra è illustrata la produzione di extra rispondenze dovute alle armoniche, in una supereterodina. Nel diagramma a destra è illustrata la ripetizione del segnale al punto* P_2 *dovuta alla seconda armonica e corrispondente alla frequenza dell'oscillatore* $f_s + f_i/2$.
La frequenza f_s *è la fondamentale del segnale e* $f_s + f_i = f_o$ *è la frequenza di accordo dell'oscillatore corrispondente al picco* P_1 *del diagramma.*

Spesso, in una supereterodina in cui l'oscillatore può essere sintonizzato indipendentemente dal sintonizzatore di radiofrequenza, alcune frequenze della gamma di radiofrequenza ricevibile possono essere sintonizzate sulla seconda armonica. Possiamo dimostrare ciò assegnando dei valori ai nostri simboli. In primo luogo ammettiamo che tanto m che n abbiano il valore 2. Le nostre formule divengono quindi $f_o = (f_s - f_i)/2$ e $f_o = (f_s + f_i)/2$, che danno le due sintonie per ottenere che il segnale sia ricevuto ed amplificato dall'amplificatore M. F. Ammettiamo adesso che la frequenza intermedia sia di 50 kHz e che il segnale entrante sia di 1.200 kHz. Sostituendo i valori alle formule precedentemente ottenute avremo $f_o = 575$ ed $f_o = 625$ kHz. Entrambe sono compresi nella gamma di sintonia dell'oscillatore quando il circuito di questo ha la stessa capacità del circuito di sintonia di radiofrequenza. Le frequenze molto più basse di 1.200 kHz non possono essere ricevute sulla sintonia della seconda armonica, ma vengono invece ricevute tutte le più alte.

Quando la frequenza intermedia è più alta e quando l'oscillatore è stato costruito per potere ricevere su un solo accordo dell'oscillatore poche stazioni possono essere ricevute sulla seconda armonica. Per esempio se la frequenza intermedia è di 400 kHz, la maggiore frequenza dell'oscillatore è di 930 kHz. Se questo valore viene sostituito nelle precedenti formule abbiamo che $f_s = 2.300$ kHz ed $f_s = 1.500$ kHz. Una di queste due trovasi certamente fuori sintonia dalla parte superiore della gamma dell'oscillatore e l'altra è leggermente sotto. E' facile quindi vedere che la frequenza di 1.500 kHz è una delle poche che possono essere ricevute in seconda armonica e questo su una sola delle possibili posizioni di accordo. E' facile quindi constatare che la frequenza intermedia di 400 kHz, od una un po' più elevata, risulta assai conveniente da questo punto di vista.

3 - La seconda armonica

Se la frequenza intermedia è di 200 kHz, la gamma dell'oscillatore deve essere da 730 a 1.800 kHz. Sostituendo 200 e 730 nelle formule, rispettivamente per f_i e per f_o, otteniamo per f_s i valori di 1.300 e 1.700 kHz. In tal modo possiamo ricevere tutte le stazioni sopra i 1.300 kHz sulla seconda armonica, previsto che l'oscillatore possa essere accordato indipendentemente dal sintonizzatore di radiofrequenza. Tale sistema di accordo indipendente dell'oscillatore è ormai in disuso, fatta eccezione per i ricevitori a frequenza ultra elevate.

La seconda armonica dell'oscillatore non è sufficientemente importante da esercitare una influenza sulla scelta della frequenza intermedia. La detta seconda armonica viene semplicemente considerata per spiegare l'esistenza della ripetizione del segnale su certi punti. Se il circuito è stato calcolato in modo esatto, anche se la stazione può essere ricevuta con una certa intensità sulla seconda armonica, non si ha alcuna pratica interferenza.

Talvolta un dato segnale può essere ricevuto su due posizioni vicine fra loro come è illustrato nella fig. 1, dove la posizione principale è rappresentata con P_1 e l'altra con P_2. L'altezza di P_2 è molto esagerata proporzionalmente a quella di P_1. Il secondo picco P_2 è dovuto alla seconda armonica di entrambi i segnali dell'oscillatore e di quello entrante e corrispondono ad $f_s - f_i/2$ quando $f_s - f_i$ è la sintonia principale; $f_s + f_i/2$ dà un altro picco corrispondente ad $f_s + f_i$, ma questo è generalmente più debole perchè $f_s + f_i$ è più debole.

Questi valori massimi secondari vengono talvolta confusi con rispondenze similari dovute ad accoppiamento stretto tra i due circuiti sintonizzati del filtro, dato che allorquando due circuiti sintonizzati sono accoppiati strettamente, la curva di rispondenza assume all'incirca la forma rappresentata nella fig. 1. In alcuni circuiti, il picco minore P_2 può essere dovuto all'effetto combinato dei due.

4 - Interferenza della frequenza immagine

Se la frequenza intermedia è elevata, l'accoppiamento tra l'oscillatore ed il modulatore è lasco e la sintonia di radiofrequenza è sufficientemente acuta, non vi possono essere eccessive preoccupazioni circa la molteplicità delle posizioni nelle quali può essere ricevuto il segnale entrante. In pratica un ricevitore moderno è meccanicamente sistemato in modo da potere utilizzare soltanto una delle due posizioni di sintonia dell'oscillatore, in modo che l'uso dei condensatori in tandem elimina la ripetizione di alcune posizioni che potrebbero causare interferenza.

Il più imbarazzante problema che sorge nel progettare una supereterodina è quello di ridurre al minimo quella che viene chiamata *interferenza dell'immagine*. Questo tipo di interferenza è particolare della supereterodina e nasce dalle due normali regolazioni dell'oscillatore, cioè quella corrispondente alla frequenza intermedia inferiore della frequenza del segnale. Per esempio, se la frequenza del segnale è f_s ed f_i è la frequenza intermedia, il segnale verrà ricevuto dall'amplificatore M.F. sia se l'oscillatore viene accordato sulla frequenza $f_s + f_i$ che su quella $f_s - f_i$, perchè entrambi i casi la frequenza di battimento, o di modulazione, risulta eguale a quella alla quale è stato regolato il filtro.

Supponiamo adesso che un segnale di *infiltrazione*, cioè non completamente eliminato dal circuito di sintonia di radiofrequenza, sia presente al modulatore, contemporanea-

mente al segnale entrante regolarmente sintonizzato con il predetto circuito. Se questo segnale di *infiltrazione* ha una frequenza pari a f_s+2f_i, cioè se $f_s+f_i = f_s' - f_i$, entrambi i segnali verranno regolarmente ricevuti dall'amplificatore M.F. inquanto entrambi hanno una frequenza di battimento o di modulazione pari a quella della frequenza intermedia.

5 - Il perchè della parola "immagine„

La parola « immagine » è stata adottata per analogia all'immagine di un soggetto riprodotta simmetricamente dallo specchio. Infatti la sintonia dell'oscillatore nei riguardi della frequenza del segnale di *infiltrazione* risulta perfettamente simmetrica a quella che l'oscillatore ha nei riguardi della frequenza del segnale regolarmente sintonizzato dal circuito di radiofrequenza, perchè $f_s' - f_i = f_e$ e $f_s+f_i = f_e$.

Se un soggetto qualsiasi viene posto davanti ad uno specchio perfettamente verticale e ad una distanza *d* da questo, l'immagine che vedesi nello specchio risulta come si trovasse ad una distanza *d* dietro lo specchio, cioè ad una distanza 2*d* dall'oggetto. Se parallelamente al primo specchio se ne mette un altro avente la parte argentata dalla parte del cristallo del primo e con le due superfici speculari distanti fra loro 2*d*, mettendo davanti al secondo specchio un altro soggetto alla distanza *d*, l'immagine di questo secondo soggetto coincide col soggetto posto davanti al primo specchio. E' ovvio che nel caso dello specchio, la coincidenza dell'immagine non è reale ma virtuale.

Nel caso elettrico si ha invece una reale coincidenza inquanto le frequenze componenti sono realmente prodotte dalla frequenza f_s del segnale sintonizzato e da quella f_s' del segnale di *infiltrazione* quando l'oscillatore è sintonizzato a metà di queste due frequenze.

Nella maggior parte dei casi la frequenza intermedia del filtro è tale che l'immagine di una frequenza non può esattamente coincidere con l'oggetto dell'altra, perchè ciò può avvenire soltanto se il valore della frequenza intermedia è un multiplo intero della banda assegnata nella gamma delle stazioni di radiodiffusione tra frequenza e frequenza di due adiacenti stazioni e che, comunemente, è di 10 kHz. Se la frequenza è nominalmente un multiplo intiero di questa estensione, per esempio 50 kHz, la frequenza in atto potrebbe essere, per esempio, di 49 kHz.

6 - Riduzione dell'immagine

Il solo metodo pratico per ridurre l'interferenza dell'immagine è di selezionare perfettamente la frequenza del secondo segnale in modo da non avere alcuna infiltrazione alla valvola modulatrice. Ciò significa che il sintonizzatore di radiofrequenza deve avere una selettività molto spinta. Ordinariamente un solo circuito sintonizzato di radiofrequenza non è sufficiente a sopprimere tutti i segnali di infiltrazione o a renderli deboli ad un valore tale da eliminare l'interferenza.

L'intensità del fischio di interferenza che viene ricevuto dall'altoparlante è proporzionale all'intensità delle due frequenze componenti f_i ed f_i' date rispettivamente dalla frequenza f_s del segnale sintonizzato e da quella f_i' del segnale di infiltrazione che formano battimento, o modulazione, con la frequenza dell'oscillatore. Se la selettività del sintonizzatore di radiofrequenza è talmente acuta da eliminare praticamente il segnale di infiltrazione, la frequenza componente f_i' diviene così debole che la nota di battimento tra f_i' ed f_i, non potrà essere di intensità udibile. Ma se f_s' non viene praticamente eliminata, f_i' può avere una considerevole intensità. Il battimento tra f_i' ed f_i può anche essere così debole da non potere essere udito all'infuori di quando f_s non è modulata, cioè quando nessun suono colpisce il microfono collegato con la stazione che irradia il segnale di frequenza f_s.

Nella fig. 3 è rappresentato graficamente il caso in cui f_s e f_s' hanno eguali valori di intensità. Il sintonizzatore di radiofrequenza deve essere in grado di potere eliminare uno di questi due segnali, per esempio quello di frequenza f_s'. In tal caso il valore dell'intensità di f_s' sarebbe rappresentato da un punto giacente sull'asse delle ascisse (linea orizzontale).

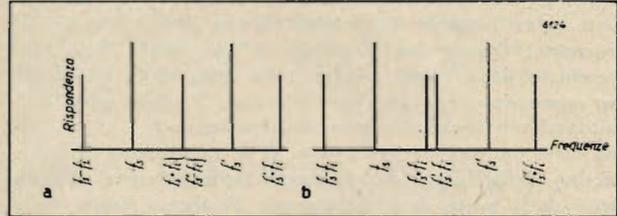



Fig. 2. - Interferenza immagine. - a) *La frequenza dell'oscillatore trovasi a metà tra quella del segnale sintonizzato* f_s *e quella del segnale interferente* f_s', *cioè* $f_e = f_s+f_i = f_s' - f_i$, *ove* f_i *è la frequenza intermedia. Come risultante si hanno zero battimenti fra le due componenti di media frequenza* f_i *e* f_i', *ma non fra i due complessi delle bande laterali.* - b) f_s+f_i *e* $f_s' - f_i$ *differiscono leggermente dando luogo al sibilo.*

7 - Il caso delle bande laterali

Precedentemente abbiamo considerato soltanto il caso in cui i battimenti avvengano fra le due componenti f_i' ed f_i. Ognuna di queste è però associata con due bande laterali che si estendono di circa 10.000 Hz sopra e sotto ciascuna delle dette componenti. Risulta chiaro che allorquando le componenti sono così vicine da produrre un battimento udibile, le bande laterali si sovrappongono e le frequenze di un gruppo formano battimenti con quelle dell'altro. Comunque questi battimenti non possono essere rilevanti dato che ogni data nota che colpisce ciascuno dei due microfoni non può essere sostenuta. Se una di queste note fosse intensa per un momento è molto difficile che contemporaneamente la nota che colpisce l'altro microfono abbia la stessa intensità nello stesso istante. Nonostante ciò si ha sempre un momentaneo battimento e quindi una distorsione.

Si può facilmente immaginare cosa avverrebbe se, alla griglia della valvola modulatrice, la tensione del segnale che si desidera ricevere fosse eguale a quella del segnale intrefrente quando l'oscillatore è accordato in modo da provocare per entrambe una frequenza componente ricevibile dall'amplificatore di frequenza intermedia. Senza dubbio il risultato sarebbe peggiore di quello che si avrebbe udendo suonare contemporaneamente due orchestre di eguale intensità perchè oltre alla confusione delle note musicali si avrebbe il fischio dell'eterodina ed i fischi di battimento di diverse frequenze.

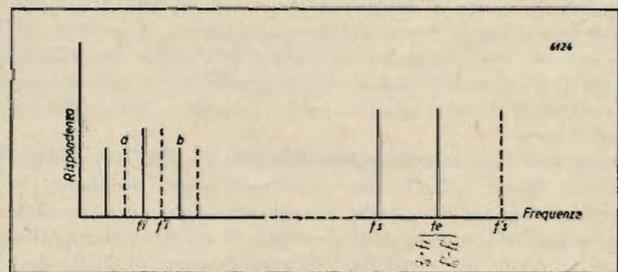



Fig. 3. - Interferenza delle bande laterali di due segnali f_s e f_s' quando l'oscillatore è accordato a circa metà fra le due frequenze, cioè alla frequenza f_e. *Le due componenti di frequenza intermedia* f_i *ed* f_i', *sono rappresentate nella estrema sinistra. La ragione della interferenza delle bande laterali di media frequenza è compresa fra a e b.*

8 - Interferenze delle bande laterali

Nella fig. 3 sono illustrate l'interferenza dell'immagine e l'interferenza delle bande laterali; f_s rappresenta la frequenza del segnale che si desidera ricevere ed f_s' quella del segnale di infiltrazione interferente. La frequenza di accordo dell'oscillatore è rappresentata con f_o. A tale frequenza si ha una frequenza di battimento, o di modulazione, f_i col segnale desiderato, ed una f_i' col segnale interferente. Queste due frequenze di battimento sono rappresentate dalla parte sinistra della scala delle frequenze con approssimazione alle loro relazioni. Il sibilo udito nell'altoparlante è rappresentato dalla distanza $f_i' - f_i$. La linea corta punteggiata dalla parte di f_i' rappresenta il limite estremo della banda di f_i' mentre la linea corta a tratto pieno dalla parte di f_i rappresenta l'estremo limite della banda di f_i. La zona tra le linee *a* e *b* rappresenta l'interferenza delle bande.

9 - Una bassissima frequenza intermedia

Per meglio comprendere consideriamo $f_s' = 1.000.000$ e $f_s = 900.000$ Hz ed ammettiamo che la frequenza intermedia sia di 47.500 Hz. Avremo quindi $f_o = f_s + f_i = f_s' - f_i' =$ $= 947.500$ Hz. Poichè la differenza fra f_s' e f_s è di 100.000 Hz ed f_i è di 47.500 Hz, ne consegue che f_i' è di 52.500 Hz e pertanto il sibilo che verrà udito avrà una frequenza di 5.000 Hz.

Quando il condensatore variabile dell'oscillatore viene girato, f_o si sposta ed entrambe le frequenze f_i' e f_i cambiano di valore e quindi variano anche la nota del sibilo dato dall'altoparlante e la sua intensità. Il valore massimo dell'intensità del sibilo si ha quando una delle due frequenze f_i' o f_i ha lo stesso valore di quella alla quale sono accordati i circuiti dell'amplificatore di M.F.

Se la frequenza intermedia è bassissima, per esempio di 30.000 Hz, il sintonizzatore dei circuiti di radiofrequenza che precedono la valvola modulatrice deve essere eccezionalmente selettivo acciocchè il segnale avente la frequenza immagine possa essere praticamente eliminato. Supponiamo per esempio che due segnali aventi l'uno una frequenza di 1.500 kHz e l'altro di 1.440 kHz vengano simultaneamente captati dall'antenna e che si desideri ricevere il secondo senza alcuna interferenza del primo. Quando l'oscillatore è accordato su 1.470 kHz, se nessuno dei due è stato selezionato dal sintonizzatore, entrambi verranno ricevuti dall'amplificatore di M. F. Se desideriamo ricevere quello di 1.440 kHz è indispensabile che i circuiti di radiofrequenza siano sintonizzati su questa frequenza.

10 - La necessità della preselezione

La necessità di avere una elevata selettività nel sintonizzatore si manifesta immediatamente nel caso considerato inquanto lo scarto di frequenza fra il segnale che si desidera ricevere e quello che si desidera eliminare è di soli 60 kHz e spesso, negli ordinari ricevitori, il segnale non desiderato provocherebbe una notevole interferenza, specialmente trattandosi di una stazione molto potente o peggio ancora della locale.

In una supereterodina l'interferenza fra due segnali che dànno luogo a battimenti simultanei con l'oscillatore, è molto peggiore di quella che si avrebbe in un normale ricevitore avente soli stadi accordati di radiofrequenza. Perciò il grado di selettività dell'amplificatore di M.F. deve essere più elevato possibile onde ridurre il sibilo ad un valore inferiore all'audibilità.

Questa è una delle ragioni per le quali si sconsiglia l'uso di una frequenza intermedia molto bassa. Un'altra ragione è data dal caso analizzato e cioè che tanto più è basso il valore della frequenza intermedia tanto più elevato deve

(segue a pag. 64)

IL "SIBILO COSMICO" NELLE ONDE CORTE

di N. CALLEGARI

Il « sibilo cosmico », come si è detto nel fascicolo di gennaio, è stato oggetto di infinite discussioni e supposizioni, specialmente da parte dei radianti di tutto il mondo, punta di avanguardia della radiotecnica ufficiale.

Scorrendo i numeri della americana QST abbiamo trovate un accenno che può interessare per il chiarimento della questione. Nel fascicolo di ottobre si trova infatti un brano così concepito:

« Riguardo a quel tipico disturbo, su cui tanto si discute da parte dei dilettanti, che si avverte sui 10 metri e che si percepisce come quello prodotto dall'« ignezione » di una automobile in corsa, esso è causato da un potente «radar» impiantato sulle coste inglesi di oltreatlantico. L'evanescenza così pronunciata di tale disturbo è dovuta alla rotazione dell'antenna di tale " radar " ». Fin qui il passo tolto da QST.

Noi ci poniamo una domanda. E' questo disturbo lo stesso che forma l'oggetto delle discussioni dei dilettanti europei o si tratta di altro? Siamo propensi ad accettare la seconda supposizione. Infatti il disturbo del « sibilo » si estende su più di una banda di frequenze per migliaia di chilohertz di larghezza e non soltanto sui 10 metri. I segnali emessi dai « radar » che anche noi sovente percepiamo, spesso modulati sui 1000 Hz, sono ricevuti su frequenze ben determinate e con larghezze di banda molto limitate, non certo confrontabili con quelle del « sibilo ».

D'altra parte per potersi produrre un disturbo così intenso interessante larghissime bande di frequenza si richiederebbe un « radar » di dimensioni colossali. C'è poi da aggiungere che la frequenza di modulazione non è affatto costante come quella di un « radar », inoltre non abbiamo mai notata l'evanescenza di cui parla la rivista americana, anzi abbiamo in più occasioni rilevata la costanza dell'intensità del segnale per lunghi periodi di tempo ed abbiamo constatato che quando il « sibilo » si attenua, si attenuano pure le ricezioni dei segnali delle trasmissioni provenienti dal nord. Infine gli stessi dilettanti ingesi, interpellati sull'argomento da I1EK, confermando il fenomeno, lo attribuiscono a cause di origine cosmica.

E' pacifico che i radianti inglesi avrebbero ben dovuto accorgersi della presenza sul loro territorio di un « radar » di così eccezionale potenza.

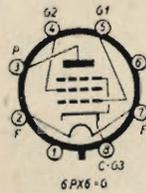
Dobbiamo pertanto ritenere che il disturbo accennato da QST sia sì dovuto ad un « radar », ma non abbia nulla in comune con il « sibilo cosmico ».

Sempre scorrendo le pagine di QST troviamo, nel numero di novembre (pag. 58), un accenno a fenomeni di riflessione e sibili causati da aurore boreali. Nel brano che abbiamo sott'occhio è detto che tali fenomeni, che furono notati dopo il 1938 con l'adozione della supereterodina in onde corte, vengono dal 1940-41 utilizzati per le loro particolarità. Viene ricordato come già prima della guerra si fosse notata, durante le aurore boreali, la presenza di « sibili » sui 50 MHz. Tali sibili, che rendevano impossibile la ricezione in fonia in quanto essa ne veniva modulata, permettevano unicamente le comunicazioni a mezzo grafia. La tempesta magnetica che si manifestò nella terza settimana di settembre dell'anno scorso e che paralizzò totalmente le comunicazioni sulle frequenze minori, fu invece opportuna sui 50 MHz perchè permise comunicazioni particolarmente buone anche entro le 500 miglia, cosa possibile normalmente solo in primavera per la particolare disposizione dello strato E della ionosfera. Con l'avvicinarsi del massimo dell'attività solare (macchie solari) sarà possibile svolgere interessanti studi sulle proprietà riflettenti delle aurore. *

CARATTERISTICHE E DATI DI FUNZIONAMENTO DEI TUBI ELETTRONICI

TUBI A CARATTERISTICA MISTA

6PX6-G

FIVRE

E' un pentodo finale a bassa frequenza di elevata sensibilità di potenza, che rende possibile la realizzazione di stadi finali richiedenti un segnale pilota molto basso.

La veste è quella normale G, zoccolo octal grande, ingombro 123 × 45 mm max.

Il tubo 6PX6-G fa parte di una nuova serie di valvole realizzata seguendo criteri costruttivi che si discostano da quelli tradizionali delle serie americane per accostarsi piuttosto ai criteri delle serie europee. Per questo tale nuova serie è stata indicata in testa alla presente tavola come « serie mista ».

CARATTERISTICHE E DATI DI FUNZIONAMENTO

1 - Accensione

Tensione di accensione (CC o CA)	6.3	V
Corrente di accensione	0.9	A

2 - Limiti massimi di funzionamento

Tensione anodica max a freddo	550	V
Tensione anodica max in funzionamento	250	V
Tensione di schermo max a freddo	550	V
Tensione di schermo max in funzionamento	260	V
Dissipazione anodica max	9	W
Dissipazione di schermo max	1,25	W
Corrente catodica max	55	mA
Resistenza di griglia max (polarizzazione catodica)	1	MΩ
Resistenza esterna tra filamento e catodo	5	kΩ
Tensione max tra filamento e catodo	100	V

3 - Condizioni normali di funzionamento come amplificatore di BF in classe A_1

Tensione anodica	250	V
Tensione di schermo (g2)	250	V
Resistenza catodica	150	Ω
Tensione di griglia (g1)	— 6	V
Corrente anodica	35	mA
Corrente di schermo	5	mA
Transconduttanza	9200	μA/V
Resistenza interna	65	kΩ
Resistenza anodica di carico	6	kΩ
Potenza di uscita con segnale max	4.5	W
Distorsione con segnale max	10	%
Tensione di ingresso max (val. eff.)	4.2	V
Sensibilità a 50 mW	0.34	V

4 - Condizioni normali di funzionamento collegato come triodo (schermo collegato con l'anodo)

Tensione anodica	250	V
Tensione di griglia	— 8,5	V
Corrente anodica	21	mA
Transconduttanza	6750	μA/V
Coefficiente di amplificazione	20.5	
Resistenza di carico	7000	Ω
Potenza di uscita con segnale max	1.05	W
Distorsione totale con segnale max	5	%
Tensione di ingresso max (val. eff.)	5.9	V

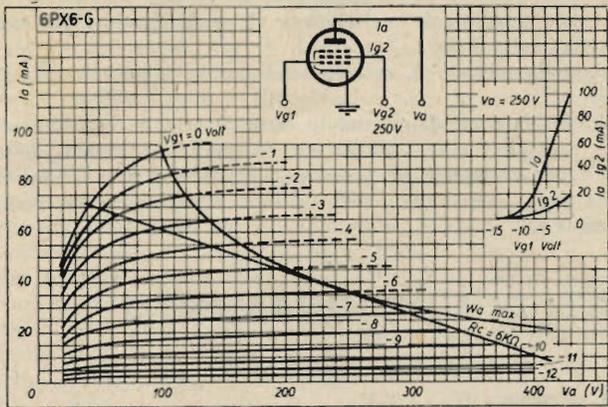
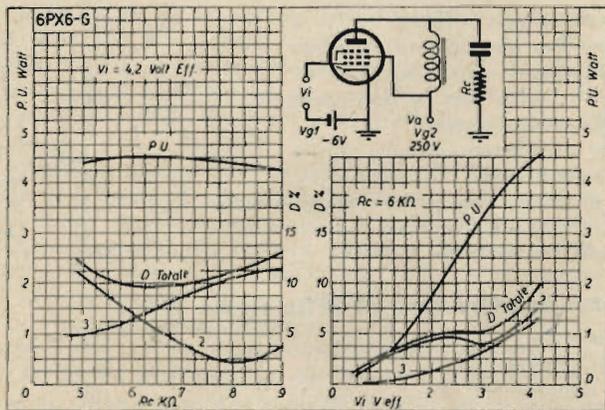
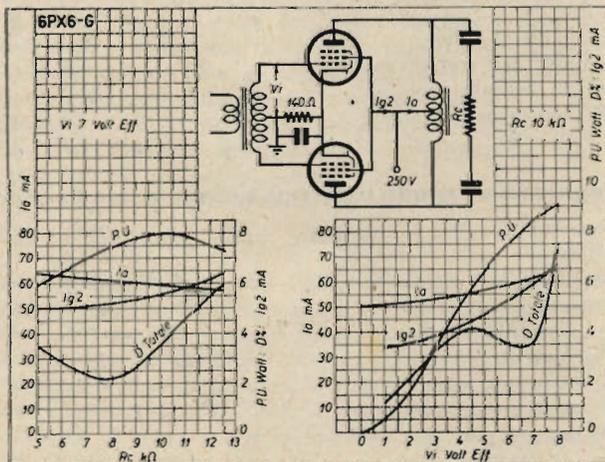
5 - Condizioni normali di funzionamento di due valvole in controfase classe A_1 (valori per due valvole)

Tensione anodica	250	V
Tensione di schermo	250	V
Resistenza catodica	140	Ω
Corrente anodica di riposo	50	mA
Corrente anodica con segnale max	60	mA
Corrente di schermo di riposo	6	mA
Corrente di schermo con segnale max	11	mA
Resistenza di carico (tra i due anodi)	10	kΩ
Tensione di ingresso per valvola (val. eff.)	7	V
Potenza di uscita max	8	W
Distorsione con potenza di uscita max	3.5	%

La presente tavola è allegata alla rivista "l'antenna„ XIX, n. 3-4, pag. 55 e 56

6PX6-G

FIVRE

Segue

1

2

3

1 - *Caratteristiche anodiche e di griglia.*

2 - *Caratteristiche di funzionamento.*

3 - *Caratteristiche di funzionamento: due valvole in controfase.*

NOTE

La 6PX6-G è specialmente indicata come valvola finale. La potenza esuberante che si ottiene in uno stadio finale realizzato con una o con due 6PX6-G permette di introdurre una forte percentuale di reazione negativa, ottenendo così in uscita una distorsione estremamente bassa.

La 6PX6-G va impiegata solo con polarizzazione automatica. Negli stadi amplificatori finali realizzati con una sola valvola si deve derivare sulla resistenza di polarizzazione un filtro opportuno, allo scopo di ridurre le distorsioni alle basse frequenze acustiche. Tale filtro non è necessario negli stadi in controfase.

Il circuito di accoppiamento con lo stadio precedente non deve introdurre una resistenza troppo alta nel circuito di griglia di questa valvola. Perciò è meglio adottare un circuito di accoppiamento a trasformatore o ad impedenza.

ACCOPPIAMENTO DELL'ANTENNA ALLA TRASMITTENTE

di G. A. Uglietti

Nell'articolo apparso nei numeri 13-16 e 19-20 (1946) de « l'antenna » *è stato esposto il calcolo di una qualsiasi antenna orizzontale a presa calcolata. Vengono ora esaminati i sistemi e le modalità di accoppiamento di questi tipi di antenne alla trasmittente, con particolare accenno al problema delle armoniche.*

1. - Considerazioni generali.

E' noto il teorema generale di elettrotecnica secondo il quale si ottiene la massima potenza da un generatore qualsiasi quando l'impedenza del carico esterno di utilizzazione eguaglia l'impedenza propria interna del generatore. Questo teorema è affatto generale e vale anche nel caso in cui il generatore sia un apparato trasmittente e il carico una antenna. In tal caso l'impedenza propria della trasmittente è quella del suo stadio finale, che necessita di determinati valori di carico anodico affinchè possa fornire la massima potenza, mentre l'impedenza dell'antenna coincide con la propria resistenza di radiazione e sarebbe anche il valore dell'impedenza di utilizzazione se l'antenna fosse accoppiata direttamente allo stadio finale della trasmittente. Ma essendo impiegato generalmente come organo intermedio una linea di trasmissione o « *feeder* » in definitiva si ha che l'impedenza propria della trasmissione è quella del suo stadio finale, mentre quella del carico di utilizzazione è quella del « *feeder* ». Pertanto nell'effettuare l'accoppiamento tra « *feeder* » e stadio finale occorre innanzitutto adattare le due impedenze per ottenere la massima potenza. Infatti, la impedenza del « *feeder* » si riflette sul circuito anodico del tubo o dei tubi dello stadio finale per cui se l'impedenza di carico anodico risulta troppo alta, la corrente di placca è minore del valore ottimo di lavoro e di conseguenza minore è anche la potenza ottenibile. Se invece essa è troppo bassa, la corrente anodica è eccessiva e di conseguenza risulta diminuito il rendimento di placca. Nell'accoppiare il « *feeder* » allo stadio finale bisogna fare in modo che l'impedenza del medesimo, ad es. di 550 ohm, venga adattata a quella dello stadio finale che per il suo funzionamento ottimo necessita invece di un'impedenza generalmente maggiore; si supponga ad es. che essa abbia il valore di 2200 ohm, ossia quattro volte maggiore. Per ottenere questo adattamento d'impedenza si approfitta del fatto che il rapporto di trasformazione d'impedenza, sia di un trasformatore che di un autotrasformatore, varia con il quadrato del rapporto delle spire, ciò che è espresso dalla [1]:

$$\frac{N_p}{\sqrt{\dfrac{Z_l}{Z_p}}} = N_l \qquad [1]$$

dove:

N_p = numero delle spire della bobina di carico anodico o equivalente;

N_l = numero delle spire del secondario di linea (se trasformatore) o numero delle spire a cui deve essere fatta la presa (se autotrasformatore);

Z_p = impedenza di carico anodico ottimo;

Z_l = impedenza propria del *feeder*.

Pertanto nel caso in esame, se si suppone che la bobina del circuito anodico abbia 10 spire, essendo Z_p=2200 ohm, Z_l=550 ohm, si ha:

$$\frac{10}{\sqrt{\dfrac{2200}{550}}} = 5$$

ossia il « *feeder* » va collegato ad una presa posta a metà avvolgimento. Nella fig. 1 la presa *p* va collegata a metà di L_1 (funzionamento ad autotrasformatore), mentre funzionando come trasformatore il « *feeder* » andrebbe collegato ad una bobina di 5 spire accoppiata a sua volta ad L_1.

Occorre notare fin d'ora che questo adattamento d'impedenza non ha nulla a che vedere con la presenza o meno di onde stazionarie sul « *feeder* », ciò non dipendendo dal maggiore o minore grado di adattamento d'impedenza. Infatti, se il « *feeder* » termina con un valore di 550 ohm ed esso viene collegato allo stadio finale della trasmittente anche il carico anodico (se non si è proceduto all'adattamento) assume un valore risultante analogo che, nella maggioranza dei casi, è troppo basso. Quindi la corrente anodica del tubo cresce ad un valore troppo elevato con grande scapito dell'efficienza di placca del medesimo. Ciò non provoca onde stazionarie sulla linea di trasmissione benchè l'accoppiamento tra linea e trasmittente sia errato, per il semplice fatto che il formarsi di onde stazionarie dipende interamente dall'accoppiamento tra « *feeder* » e antenna, mentre l'accoppiamento tra « *feeder* » e trasmittente influisce solo sulla potenza irradiata.

L'accoppiamento di un sistema d'antenna alla trasmittente deve soddisfare i seguenti requisiti:

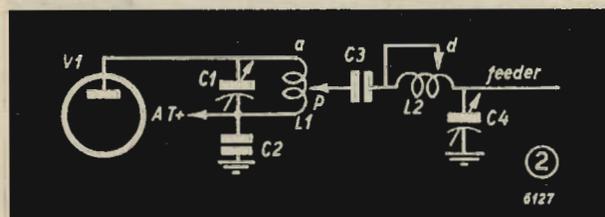
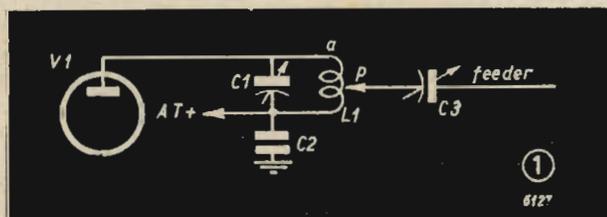
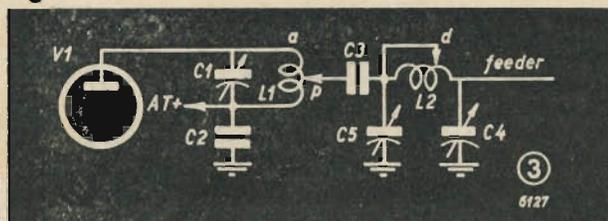
1) permettere il perfetto adattamento d'impedenza tra « *feeder* » e stadio finale;

2) presentare un carico puramente resistivo;

3) caricare in modo equilibrato i due tubi se lo stadio finale è in controfase;

4) permettere una facile variazione dell'entità del carico.

Del requisito di cui al punto 1) si è già parlato più sopra: il punto 2) stabilisce che il carico deve essere puramente resistivo, ossia non reattivo. Ciò ha grande importanza per il rendimento e, volendo generalizzare, rappresenta in altri termini il « cos φ » di linea, che tra l'altro ha influenza sia sulla percentuale di radiazione armonica, sia sulla sta-

bilità della sintonia, sia sulla qualità di modulazione nel caso di trasmissione in fonia.

Il punto 3), può essere facilmente soddisfatto avendo semplicemente cura che il sistema di accoppiamento sia perfettamente simmetrico, sia elettricamente, sia fisicamente, pertanto nel caso delle antenne a presa calcolata alimentate con filo unico, sono sconsigliabili a priori gli accoppiamenti diretti a circuiti finali in controfase.

Il punto 4) è spesso erroneamente confuso con il 1), benchè esso non abbia nulla a che vedere con l'adattamento d'impedenza essendo solamente una questione di carico, ossia riguardante la possibilità di poter variare il grado di accoppiamento fintanto che la corrente anodica dello stadio finale ha raggiunto il giusto valore.

Per maggiore chiarezza riassumiamo in due tavole sinottiche i concetti fin qui esposti.

Tav. I - *Accoppiamento tra « feeder » e antenna*

a) Un'antenna ha una resistenza di radiazione propria che corrisponde alla resistenza che dissiperebbe la stessa potenza irradiata dall'antenna.

b) La linea di alimentazione o « *feeder* » ha un'impedenza propria generalmente diversa da quella dell'antenna.

c) Occorre evitare di avere onde stazionarie sul « *feeder* »; esse hanno origine quando una parte dell'energia ad A. F. invece di essere irradiata dall'antenna viene riflessa, risultando quindi minore la potenza emessa.

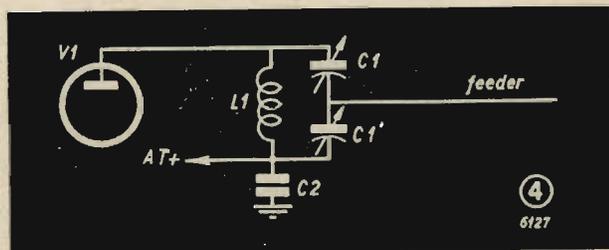
d) Per non avere onde stazionarie bisogna adattare l'impedenza dell'antenna a quella del « *feeder* », ciò che si ottiene collegando quest'ultimo a un punto dell'antenna avente il medesimo valore d'impedenza.

Tav. II - *Accoppiamento tra trasmittente e « feeder »*

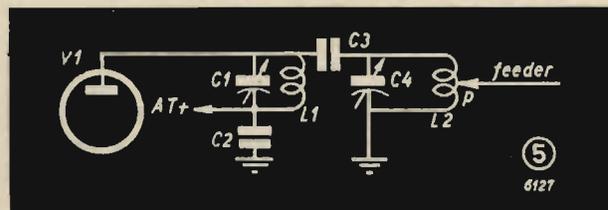
A) Il « *feeder* » ha un'impedenza sempre diversa da quella dello stadio finale della trasmissione, pertanto l'accoppiamento deve essere fatto in modo che le due impedenze siano adattate tra loro se si vuol ottenere la massima potenza.

B) La mancanza di questo adattamento pregiudica l'efficenza e in ultima analisi il rendimento, ma non influisce sulla presenza o meno di onde stazionarie sul « *feeder* ».

C) Il carico risultante deve essere puramente resistivo. Ciò si ha quando il « *feeder* » è stato tenuto lungo un multiplo di quarti di lunghezza d'onda e quando non si ha nessun effetto dissintonizzante sul circuito finale del trasmettitore allorchè esso viene collegato o staccato. Se il carico risultante presenta una componente reattiva il coefficiente di utilizzazione diminuisce.

D) Il carico deve essere egualmente ripartito sui due tubi se lo stadio finale è in controfase ed in ogni caso l'entità del carico, ossia il grado di accoppiamento deve poter essere variato fino ad ottenere il valore ottimo di corrente anodica.

Messi bene in chiaro questi punti fondamentali, passiamo ora ad esaminare da un punto di vista strettamente pratico come può essere realizzato l'accoppiamento tra « *feeder* » e trasmittente sempre nel caso delle antenne orizzontali a presa calcolata che corrispondono al tipo di maggiore e pratico impiego per i dilettanti.

Si possono distinguere due categorie principali di sistemi di accoppiamento e precisamente il metodo « Capacitivo » e il metodo « Induttivo »; entrambi i metodi si equivalgono almeno in parte e solo condizioni funzionali, tra cui la necessità di incrementare o sopprimere le armoniche o di equilibrio di carico, fanno scegliere un metodo piuttosto che un altro.

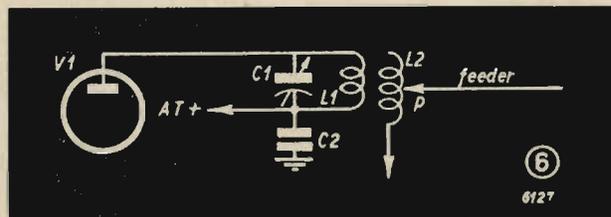
In ogni figura L_1 e C_1 rappresentano rispettivamente la induttanza e la capacità d'accordo del circuito anodico dello stadio finale, mentre C_2 è in ogni caso un condensatore di

tipo particolarmente adatto per A.F. e quindi preferibilmente a mica, e avente una capacità sufficientemente grande in modo da presentare una reattanza minima all'A.F. da cui è attraversato. Se per esempio il circuito L_1 C_1 ha una frequenza di 30 MHz (10 metri) e si vuole che C_2 abbia una reattanza di 1 ohm se ne calcolerà la capacità con la formula [2]:

$$[2] \qquad C_2 = \frac{10^6}{6{,}28\ f\ X}$$

dove: C_2=capacità in picofarad; f=frequenza in megahertz: X=reattanza in ohm

che nel nostro caso è:

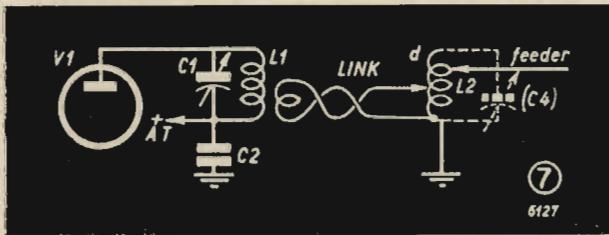
$$C_2 = \frac{10^6}{6{,}28 \times 30 \times 1} = 5300 \text{ pF}$$

in pratica quindi un valore non inferiore a 5000 ÷ 6000 pF. A frequenze più basse, dato il costo dei condensatori a mica e il valore sempre più elevato di capacità occorrente,

è consigliabile combinare la capacità C_2 ponendo in parallelo al condensatore a mica uno a carta (del tipo antiinduttivo) fino al raggiungimento della capacità voluta.

2. - *Accoppiamenti capacitivi.*

La fig. 1 mostra un semplice schema di accoppiamento capacitivo del « *feeder* » allo stadio finale della trasmittente di cui è indicata la valvola V_1; ma a così grande semplicità corrispondono anche parecchi difetti. Innanzitutto si è visto al punto A) della Tav. II che il « *feeder* » ha una impedenza sempre diversa di quella dello stadio finale, per cui occorre adattare le due impedenze, ciò che si potrebbe fare collegando la fine *p* del *feeder* ad una presa calcolata con la formula [1]; ciò facendo però, si varia anche il carico di cui al punto D). Precisamente esso aumenta portandosi verso l'estremo *a* di L_1 e diminuisce allontanandosene. Non resta che impiegare la presa *p* per regolare il carico e inse-

rire in serie al « *feeder* » il condensatore variabile C_3, che oltrechè impedire all'A. T. di raggiungere l'antenna permette di introdurre una reattanza addizionale oltre quella propria del « *feeder* » fino ad ottenere l'uguaglianza delle impedenze. Si potrebbe procedere anche inversamente, ossia regolare il carico con C_3 e l'impedenza con p, ma in ogni caso si sodddisfano le condizioni di cui ai punti A), B), D) ma non al punto C), infatti il carico è ora reattivo per la presenza di C_3 e di conseguenza si ha riduzione del coefficente di utilizzazione. Pertanto un simile schema di accoppiamento può essere giustificato solo in piccoli apparati mobili, dove di conseguenza anche il sistema di antenna è quasi sempre un compromesso. Il circuito di fig. 1 può essere completato con un filtro a « L » o a « II » come è visibile nella fig. 2 e fig. 3 e ciò migliora notevolmente le caratteristiche dell'accoppiamento. Oltre alla selezione di frequenza operata dal filtro per cui le armoniche vengono fortemente attenuate (e quindi resta inteso che impiegando antenne per più bande di trasmissione, il filtro va di volta in volta accordato) è possibile regolare il grado di accoppiamento senza avere carico reattivo. Il condensatore C_2 ha il solo scopo di bloccare l'A.T. e deve essere di buona qualità ed elevata capacità analogamente a C_2. Il circuito di fig. 2 è molto critico nella messa a punto e perciò consigliamo di dare la preferenza al circuito di fig. 3 di cui ora esponiamo in breve la messa a punto.

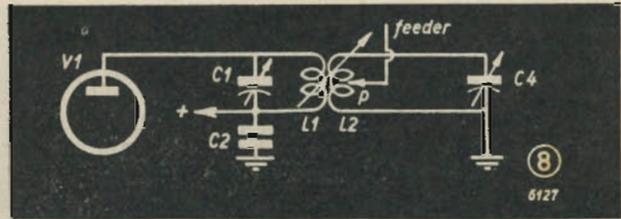
Si distacca completamente la sezione del filtro a « II » da L_1 e la presa d a metà di L_2, si apre di 3/4 C_1 e si applica la tensione anodica normale di lavoro, regolando

rapidamente C_1 al punto dove la corrente continua di V_1 presenta una insellatura indicante la risonanza e si valuta questa corrente: se essa è troppo alta, può essere ridotta aumentando gradualmente la capacità C_4 e ristabilendo contemporaneamente con C_1 la risonanza, se con il condensatore C_4 tutto chiuso la corrente anodica è ancora troppo alta, si sposta la presa p verso il lato di C_2 e si ripete la operazione di cui sopra. Se invece la corrente anodica è troppo bassa, la si aumenta riducendo la capacità di C_4 e ristabilendo contemporaneamente la risonanza con C_5. Durante tutte queste operazioni C_2 non deve essere più toccato.

Entrambi gli schemi di figg. 2 e 3 si prestano molto bene ad essere impiegati con i tetrodi a fascio e i triodi amplificatori con griglia neutralizzata.

Il circuito di fig. 1 può anche essere variato nel senso di fare l'accoppiamento dal lato di C_1 anzichè di L_1, venendo allora ad assumere la configurazione della fig. 4. Gli svantaggi sono gli stessi, si risparmia il condensatore C_3 ma in più si ha C_1 suddiviso in due capacità che devono avere il rotore in comune e ciò che più è grave, isolato da massa.

Un altro tipo di accoppiamento che ha dato risultati sperimentali ottimi e che soddisfa pienamente a tutte le condizioni di cui ai punti A), B), C), D), è quello visibile in fig. 5: in esso si ha $C_1=C_4$ ed $L_1=L_2$; l'adattamento di impedenza si fa agevolmente spostando la presa p, mentre l'accoppiamento si regola al giusto valore inserendo il condensatore C_5 di valore uguale a:

$$C_5 = \frac{kC}{1-k} \qquad [3]$$

dove: k = coefficiente d'accoppiamento: $C = C_1 = C_4$.

ossia se $C_1=C_4=150$ pF e se l'accoppiamento necessario per avere nel tubo V_1 la normale corrente di lavoro è supponiamo $k=0{,}6$, si ha:

$$C_5 = \frac{0{,}6 \cdot 150}{1-0{,}6} = 225 \text{ pF}$$

se con questo valore di 225 pF, V_1 non è ancora sufficentemente caricato si può procedere ad aumentare il valore di C_5, tenendo presente che cortocircuitando C_5 si ha $k=1$.

Riassumendo, si è visto che con l'accoppiamento capacitivo è possibile l'impiego di filtri, particolarmente a L e II, mentre come si vedrà in seguito ciò non è altrettanto agevole con l'accoppiamento induttivo; inoltre è possibile regolare a piacere le armoniche, ma non sopprimerle del tutto mentre ciò è quasi possibile coi metodi induttivi, inoltre l'accoppiamento capacitivo mal si presta ad essere impiegato negli stadi in controfase..

3. - *Accoppiamenti induttivi.*

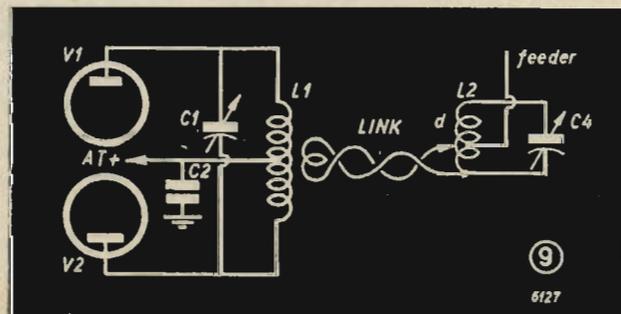
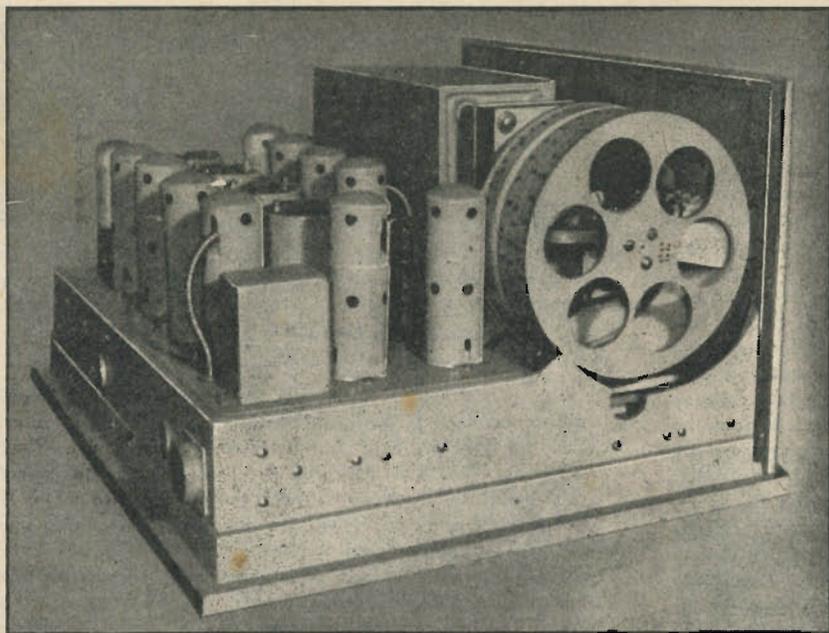
Gli accoppiamenti induttivi possono essere diretti od indiretti, e precisamente i secondi si hanno quando un circuito intermedio di traslazione a bassa impedenza costituito da poche spire e noto col nome di « *link* » è presente, i primi quando questo manca.

La fig. 6 mostra il più semplice sistema d'accoppiamento induttivo diretto; esso soddisfa pur nella sua semplicità a tutti i requisiti della Tav. II. Infatti, variando l'accoppiamento tra L_1 ed L_2 (per es. variandone la distanza o l'orientamento reciproco), si può caricare il tubo V_1 al giusto valore. Spostando la presa p lungo L_2 si può ottenere un perfetto adattamento d'impedenza tra stadio finale e linea di trasmissione.

Nella fig. 7 invece si ha l'analogo accoppiamento induttivo indiretto. Il « *link* » è accoppiato al lato a basso potenziale R. F. di L_1 e ciò per evitare indesiderabili accoppiamenti capacitivi.

Si ha il vantaggio di una più facile messa a punto, soprattutto per il fatto che non essendoci la necessità di variare la posizione reciproca di nessuna induttanza non si hanno effetti dissintonizzanti secondari durante la messa a punto. Il grado di accoppiamento lo si regola spostando la presa d per una regolazione fine del carico (ciò in teoria è errato in quanto bisognerebbe variare l'accoppiamento tra L_1 e le spire del « *link* », lasciando alla presa d il solo scopo di adattare l'impedenza del « *link* » a quella di L_2: tuttavia in pratica se l'accoppiamento con L_1 è anche solo grossolanamente buono e sufficientemente vicino al valore ottimo, comportandosi come sopra non si hanno inconvenienti apprezzabili). L'adattamento d'impedenza lo si ottiene spo-

(segue a pag. 64)

LA PAGINA

IL RICEVITORE P

L' OC 9 è un ricevitore ad onda chini ad uso dei servizi radiotelegraf molto diffuso fra gli amatori delle dimostrano di avere per esso una tal cosa utile pubblicandone lo schema e

1 - Generalità

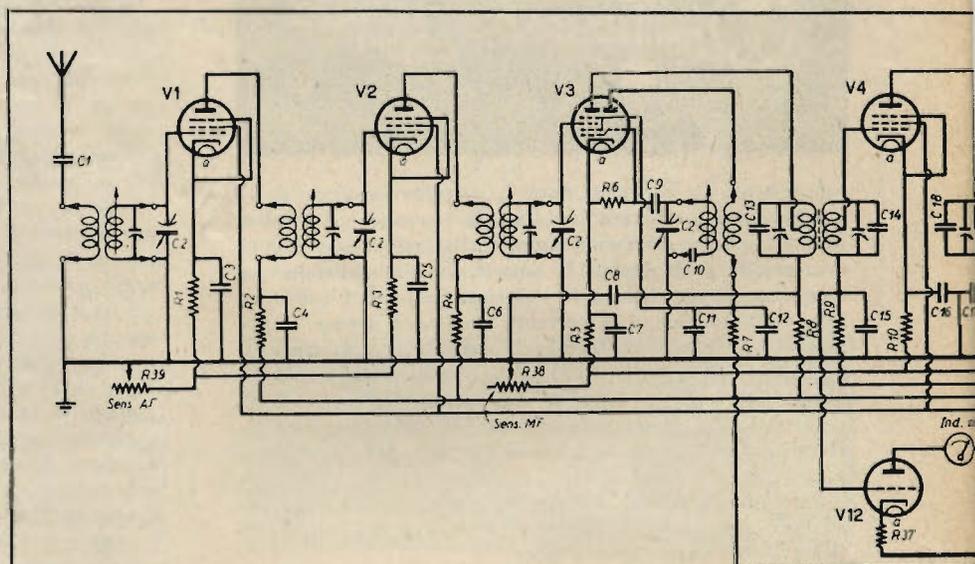
Premettiamo che il ricevitore OC 9 è da noi usato da diversi anni per servizi professionali di collegamenti a grande distanza e ci ha dato sempre risultati positivi e perfetti. Se qualche esemplare in possesso di persone che lo hanno avuto come materiale di ricupero, presenta scarsa sensibilità o selettività ciò è dovuto unicamente ad alterazione nella taratura della media frequenza e dei vari altri circuiti i quali in genere sono ritoccati senza alcun criterio mentre la loro messa a punto va effettuata con la massima cura e precisione usufruendo degli adatti mezzi tecnici. Quando si tratti di farne esclusivo uso per le gamme dei radianti si dovrà cercare di avere la massima risposta su dette gamme, rivolgendosi a qualche serio laboratorio se non si dispone delle apparecchiature e della esperienza necessaria per una perfetta messa a punto.

2 - Descrizione

Il ricevitore è costituito da undici stadi i quali comprendono le seguenti valvole: V1 6K7, V2 6K7, V3 6K8, V4 6K7, V5 6K7, V6 6K7, V7 6Q7, V8 6C5, V9 6K6, V10 GR150, V11 6C5, V12 6Q7.

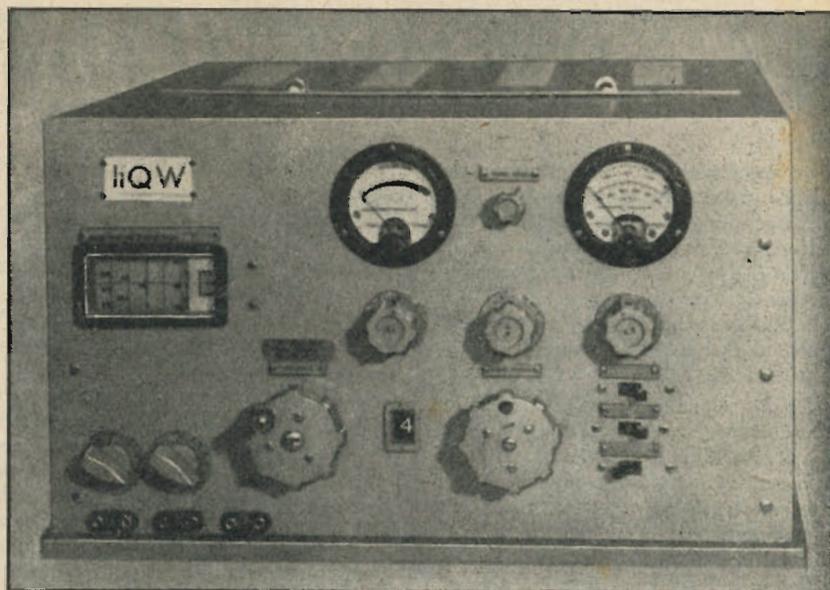
In alta frequenza si hanno tre circuiti accordati i quali comprendono le prime due valvole, segue quindi lo stadio convertitore-oscillatore del quale fa parte la V3. Il condensatore dell'oscillatore è coassiale con gli altri tre stadi di alta frequenza.

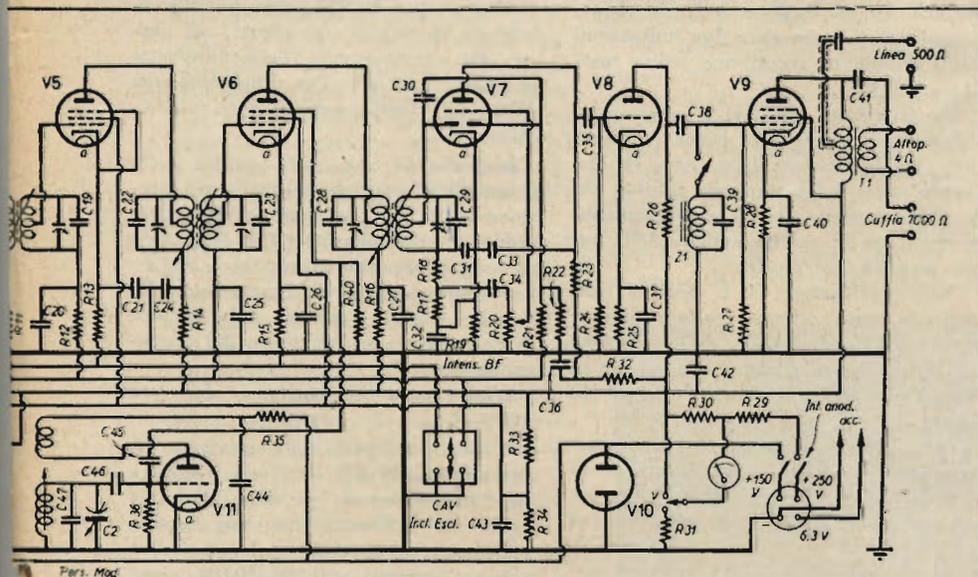
La media frequenza, della quale fanno parte le valvole V4, V5, V6, è costituita da otto circuiti accordati sulla frequenza di 650 kHz, dimodocchè oltre ad una buona selettività si ottiene un elevato rapporto del segnale d'immagine. Il comando di selettività variabile è ottenuto mediante un dispositivo che varia l'accoppiamento fra il primario ed il secondario del trasformatore di media frequenza. Nella posizione di minima selettività la curva di fedeltà si presenta costante fino a 6 kHz.

Allo stadio di MF segue la V7 la quale ha la solita triplice funzione di rivelatrice, CAV, ed amplificatrice di bassa frequenza. Successivamente si ha uno stadio di bassa frequenza costituito dalla V8 nel cui circuito si trova un filtro a 1000 periodi avente lo scopo

Condensatori:
C1 = 50 pF mica, SSR 4104; C2 = C.V.A. quadruplo; C3, C4, C5, C6, C7 = 10.000 pF mica; C8 = 100.000 pF carta; C9 = 25 pF carta; C10 = condensatori di passo; C11 = = 10.000 pF mica; C12 = 4 microF elettrolitico; C13, C14 = 180 pF mica argento; C15 = 10.000 pF mica; C16 = 0,2 microF, 500 V (accoppiato con C21); C17 = 0,1 microF carta; C18, C19 = 180 pF mica argento; C20 = 10.000 pF mica; C21 = 0,2 microF carta, 500 V (accoppiato con C16); C22, C23, C28, C29 = 180 pF mica argento; C24, C25, C26. C27 = 0,1 microF carta; C30 = 50 pF mica; C31 = 300 pF mica; C32 = 10 microF elettrolitico; C33 = 200 pF carta; C34 = 25.000 pF carta; C35 = 35.000 pF carta; C36 = 0,1 microF carta C37 = 10 microF, 30 V; C38 = 50.000 pF carta; C39 = 2 × 0,2 microF carta, 500 V; C40 = 10 microF, 30 V; C41 = 0,5 microF carta, 1000 V; C42 = = 4 microF carta, 1500 V; C43 = 0,5 microF carta, 750 V; C44 = 10.000 pF mica; C45 = 25 pF mica; C46 = 200 pF mica; C47 = 2000 pF mica.

Condensatori di passo:
1ª gamma = 5000 pF mica argento; 2ª gamma = 3870 pF mica argento; 3ª gamma =

EL RADIANTE
OFESSIONALE OC 9

cta costruito dalla casa Allocchio Bac-
ie radiofonici commerciali, attualmente
nde corte e fra gli OM. Questi ultimi
spiccata simpatia che riteniamo di far
ualche nota relativa.

di permettere una maggiore selettività e una diminuzione del rumore di fondo nella ricezione delle onde persistenti. Infine segue uno stadio di potenza costituito dalla V9.

La ricezione delle onde persistenti è resa possibile dall'inclusione dell'oscillatore di nota del quale fa parte la V11. La V12 permette di render più ampie le variazioni dell'indicatore di sintonia, anche per deboli segnali d'ingresso, mentre la V10 serve ad attenuare le variazioni di tensione delle due valvole oscillatrici V3 e V11.

= 2640 pF mica argento; 4ª gamma = 1000 pF mica argento; 5ª gamma = 400 pF mica argento.

Resistenze:

R1, R3 = 500 ohm, ½ W; R2, R4 = 1000 ohm, ½ W; R5 = 250 ohm, ½ W; R6 = 10 kohm, ½ W; R7 = 5000 ohm, 1 W; R8 = 10 kohm, ½ W; R9 = 500 kohm, ½ W; R10, R13, R15 = 300 ohm, ½ W; R11, R14, R16 = 5000 ohm, ½ W; R12, R17 = = 500 kohm, ½ W; R18 = 50 kohm, ½ W; R19 = 2000 ohm, 1 W; R20 = 1 Mohm, potenziometro; R21, R22 = 1 Mohm, ½ W; R23 = 150 kohm, ½ W; R24 = 500 kohm, ½ W; R25 = 3000 ohm, 1 W; R26 = 50 kohm, ½ W; R27 = 250 kohm, ½ W; R28 = = 400 ohm, 2 W (per 6K6), 1000 ohm, 2 W (per 6C5); R29 = 1000 ohm, 25 W; R30, R31 = resistenze shunt strumento; R32 = 10 kohm, 1 W; R33 = 15 kohm, 4 W; R34 = = 10 kohm, 4 W; R35 = 100 kohm, ½ W; R36 = 500 kohm, ½ W; R37 = 2000 ohm, ½ W; R38, R39 = 1500, potenziometro tipo DE; R40 = 500 kohm, ½ W.

Trasformatori:

T1 = trasformatore di uscita tipo G152; Z1 = impedenza tipo G121.

3 - Comandi

Sintonia a doppia velocità (rapporti 1/10 e 1/50).

Commutatore di gamma.

Controllo nota ricezione onde persistenti e relativo interruttore.

Controllo selettività.

Regolazione volume.

Controllo sensibilità Alta frequenza.

Controllo sensibilità Media frequenza.

Commutatore per esclusione controllo automatico sensibilità.

Commutatore per l'inclusione del filtro a 1000 periodi.

Interruttore tensione anodica.

Spine per attacco cuffia, altoparlanti e linea e registratori.

4 - Suddivisione gamme

1ª gamma da 33 a 19 MHz; 2ª gamma da 20 a 12 MHz; 3ª gamma da 12 a 7 MHz; 4ª gamma da 7 a 4,4 MHz; 5ª gamma da 4,6 a 2,7 MHz.

In qualche tipo delle prime serie si potrà riscontrare qualche leggera differenza nella suddivisione delle gamme.

5 - Sensibilità AF

Uscita 50 mW, rumore di fondo senza modulazione 2 mW.

1ª gamma da 8 a 13 microV;
2ª gamma da 5 a 7 microV;
3ª gamma da 5 a 7 microV;
4ª gamma da 3 a 9 microV;
5ª gamma da 4 a 6 microV.

Per la ricezione delle stazioni radiofoniche o radiotelegrafiche modulate il comando di nota dovrà essere escluso, mentre si includerà, regolandolo fino ad ottenere il suono voluto, per la ricezione delle onde persistenti.

Per le stazioni in fonia è consigliabile tenere incluso il CAV mentre sarà

(segue a pag. 67)

UN VOLTMETRO ELETTRONICO

6122/6

del dott. ing. V. PARENTI

Le applicazioni di un voltmetro elettronico, di uno strumento cioè che permetta misure di tensioni inferiori (e superiori) al volt presentando un *minimo carico* sul circuito in esame, sono numerose e varie ed interessano non solo il tecnico di laboratorio propriamente detto, ma anche il radiante ed il radioriparatore.

Amplificatori di B. F., modulatori, alimentatori, apparecchiature telefoniche e radiotelefoniche, transduttori elettroacustici, misuratori fonometrici, trasformatori, filtri, ecco per non citare che i principali, alcuni dei campi in cui l'uso di un simile strumento, come organo di misura, collaudo e messa a punto, può considerarsi assolutamente indispensabile.

Per realizzare un simile strumento bisogna ricorrere alla disposizione di figura 1 in cui un amplificatore *A* eleva il valore della tensione ad un livello sufficiente onde possa essere letto dal voltmetro *B*.

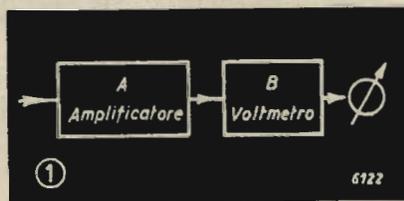
Se si dovesse lavorare nel campo delle frequenze acustiche (fino ad un massimo di 16000 Hz) come voltmetro *B* si potrebbe utilizzare un normale strumento a bobina mobile (milli o microamperometro) in congiunzione ad un raddrizzatore ad ossido: mentre *A*, dovendo amplificare linearmente tutte le frequenze comprese entro 50 e 16000 Hz, potrebbe essere realizzato senza eccessive difficoltà.

Nel caso generico però di applicazione nel campo acustico ed ultracustico (telefonia a frequenze vettrici od a onde convogliate, ultrasuoni etc.) *A* deve poter amplificare linearmente un campo di frequenze notevolmente più vasto (da alcune diecine di Hz ad alcune centinaia di kHz) ed analogamente *B* deve poter dare delle indicazioni, entro il campo fissato, dipendenti unicamente dall'ampiezza e non dalla frequenza del segnale che lo alimenta.

Questi risultati possono ottenersi realizzando *A* come un amplificatore a *larga banda* e *B* come un voltmetro a valvola del tipo a diodo misuratore delle punte positive.

Lo strumento di seguito descritto dà la possibilità di misure di tensioni dal millivolt al centinaio di volt in un campo di frequenze che si estende da 30 Hz a 300 kHz con una impedenza in entrata, cioè quella che *carica* il circuito in esame che equivale ad una resistenza di 0,25 MΩ con in parallelo una capacità di circa 50 pF. Più precisamente, secondo la posizione del selettore, la sensibilità in entrata per il fondo scala dello strumento acquista rispettivamente i valori di: 0,01 - 0,1 - 1 - 10 - 100 volt.

Col selettore nella posizione di massima sensibilità (morsetto di entrata direttamente connesso alla griglia della prima valvola amplificatrice) si ha, in fondo scala una sensibilità di 10 mV, il che permette di leggere il millivolt e di *apprezzare* il decimo di millivolt.

Quando la frequenza della tensione in esame è compresa nei limiti suddetti, misure effettuate su due campioni sperimentali realizzati secondo questo circuito hanno dimostrato una linearità compresa entro ± 1 dB il che equivale a dire che due tensioni in esame di eguale ampiezza ma di differente frequenza, ad es. di 30 e 3000 Hz rispettivamente, possono dare due indicazioni sullo strumento aventi uno scarto massimo del 12%.

Per frequenze inferiori e superiori ai valori-limiti suddetti la curva di risposta, cioè la tensione letta, cade rapidamente causa i forzatamente limitati valori dei condensatori di accoppiamento e resistenze di griglia nonchè delle varie capacità distribuite.

Nell'amplificatore *A* i risultati suddetti si sono ottenuti sostanzialmente mediante l'applicazione della reazione negativa e facendo lavorare le valvole su impedenze di carico molto basse (10 kohm).

Onde poter raggiungere contemporaneamente la richiesta amplificazione di 500 volte (54 dB) si è dovuto ricorrere all'uso di valvole a forte pendenza (EF 50).

La controreazione è del tipo *per corrente* ed è stata ottenuta in modo quanto mai semplice omettendo di shuntare i due resistori catodici delle EF50.

La tensione di uscita, quella presente cioè ai capi del resistore di carico (10 kΩ) della seconda EF50, ha il valore massimo (fondo scala dello strumento) di 5 V col selettore di entrata opportunamente regolato.

Questa tensione rettificata dal diodo della 6H6 viene letta dallo strumento da 100 μA la cui scala viene tarata in valori efficaci nonchè, in seguito, in dB, assumendo come livello 0 dB il valore 1 (vedi fig. 3 *a*)

Nella fig. 3 *c* che rappresenta una variante alla 3 *a* si è assunto come livello 0 dB il valore 8. La scala (la fig. 3 ha solo valore esplicativo) non risulta esattamente lineare, e precisamente risente della curvatura che un diodo presenta per piccole tensioni di alimentazione, quali appunto i 5 V forniti dalla 2ª EF 50.

L'addensamento è solo limitato a circa il primo quarto del quadrante.

Affinchè la corrente di riposo — quella cioè che scorre nel diodo, e dunque anche nello strumento, pur in assenza di segnale — non influisca sulle misure, una piccola parte della tensione anodica viene prelevata attraverso un partitore resistivo ed inviata, in opportuna polarità, sullo strumento. L'ampiezza di questa tensione di compensazione può essere regolata mediante il potenziometro di 2 MΩ.

La presenza dei due morsetti di uscita permette di utilizzare lo strumento come *preamplificatore od amplificatore lineare*, il che può risultare utilissimo in molti casi.

L'amplificazione massima ottenibile risulta essere di 500 volte purchè la tensione in entrata non superi, col cursore del selettore nella posizione diretta in griglia, i 50 mV. Per valori maggiori difatti le valvole non lavorano più in classe A.

Inviando 50 mV sulla griglia della prima EF50 si ottiene all'uscita una tensione di 25 volt; occorre pertanto procedere a cortocircuitare lo strumento mediante l'apposito organo onde evitare non tanto pericoli di bruciature della bobina mobile, quanto deformazioni dell'equipaggio e dell'indice del microamperometro.

L'impedenza di uscita è di circa 10000 ohm.

Affinchè l'amplificatore guadagni effettivamente 54 dB (500 volte) occorre che l'impedenza su cui viene chiusa la uscita sia sufficentemente *alta* rispetto a questo valore. Come valore *minimo* è bene attenersi sui 150-200.000 ohm; con valori inferiori l'amplificazione si riduce in proporzione; usando lo strumento come voltmetro occorre lasciare *liberi* i due morsetti di uscita.

La distorsione media si mantiene inferiore all'1%; la rotazione di fase risulta contenuta entro il valore massimo di 40°.

Il rumore di fondo all'uscita è praticamente inapprezzabile. La tensione massima all'uscita come visto è di 25 volt.

La presenza della controreazione oltre un effetto di *appiattimento* della curva di risposta migliora le caratteristiche di stabilità dello strumento permetten-

do di mantenere costante l'amplificazione (entro dati limiti), per variazioni sufficentemente ampie di numerosi parametri quali: tensione rete, tensione anodica, esaurimento valvole, sostituzione valvole etc.

Ogni valvola lavora con un tasso di controreazione di circa 5 dB. Si sono ottenuti i seguenti risultati:

per variazioni di tensioni di rete del 20% (da 160 a 127) variazioni della tensione di uscita inferiori al 5%;

per variazioni di tensione anodica (quali potrebbero essere quelle dovute ad un esaurimento della raddrizzatrice od a perdite nei condensatori di blocco) del 22% (da 450 a 350 V) variazioni della tensione di uscita inferiori al 6%.

Questi risultati possono ritenersi per i normali lavori di laboratorio.

Realizzando lo strumento attenendosi ai valori indicati e razionalmente disponendo i varii componenti si è certi d'ottenere un funzionamento conforme a quanto surriportato.

Le eventuali sorprese al termine del montaggio possono essere: presenza di rumore di fondo (*hum*) ed innesco di oscillazioni a frequenze bassissime (*motor-boating*). Data l'alta amplificazione in giuoco e dato che la prima valvola lavora su di un'impedenza che può raggiungere il valore di 250.000 ohm (posizione del selettore 0,01 V fondo scala) il primo *pericolo* è da tenersi in dovuta considerazione: la presenza della controreazione limita però l'entità dell'eventuale *hum* che praticamente risulterà inapprezzabile se si cureranno tutti i disaccoppiamenti e si manterrà una certa distanza sullo chassis tra l'alimentazione ed i circuiti di entrata.

Tutti i collegamenti di griglia segnati in tratto grosso nello schema di fig. 2 dovranno essere effettuati con cavetto schermato del tipo a bassa capacità.

I terminali dei tre condensatori di accoppiamento da 0,1 μF dovranno essere i più corti possibili ed i condensatori stessi direttamente ancorati agli elettrodi relativi e mantenuti ad una sufficente distanza (10-15 mm) dallo chassis.

Tutti i ritorni dovranno essere saldati a massa con la massima cura.

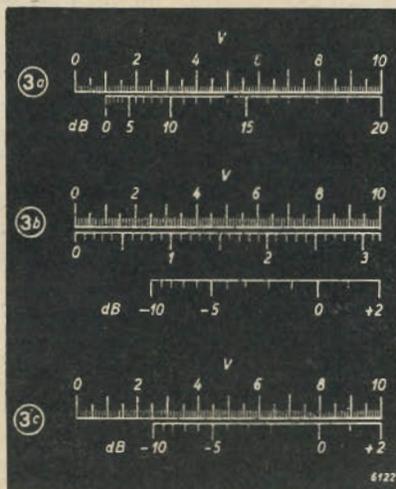
L'innesco a frequenze bassissime, noto sotto il nome di *motor-boating*, è generalmente causato da un accoppiamento dei vari circuiti attraverso l'alimentatore. Per ovviare a questo difetto bisogna usare impedenze di filtro aventi bassa resistenza ohmica, valvola raddrizzatrice a bassa resistenza interna e secondario ad alta tensione del trasformatore di alimentazione aventi filo della massima sezione possibile (compatibilmente s'intende con i nuclei ed i cartocci a disposizione).

Da parte dell'amplificatore necessita ricorrere, come visibile, a *robusti* circuiti anodici di disaccoppiamento: resistenze da 5 e 10 kΩ e condensatori elettrolitici da 32 μF.

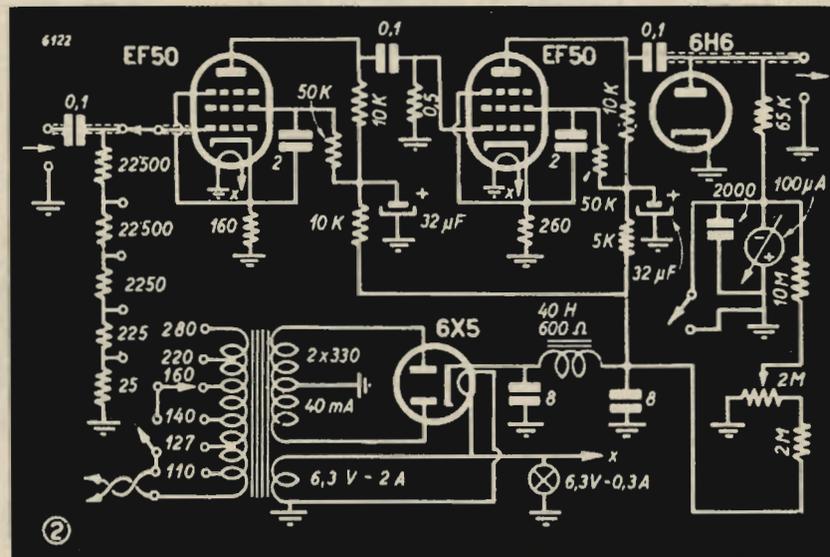
La forma dell'onda in esame influisce sull'indicazione dello strumento, che viene generalmente calibrato con forme d'onda sinusoidali (rete-luce, oscillatori di B.F.).

Non solo l'ampiezza delle varie armoniche, ma anche la loro relazione di fase determinano una falsa lettura che non corrisponde più esattamente al 0,707 del valore di punta.

Può inoltre sovente accadere che, in questi casi, invertendo la polarità dei terminali di entrata si può riscontrare una variazione nella lettura dello strumento. Questo fenomeno, dagli americani chiamato *turnover*, è dovuto alla presenza di armoniche pari.

L'assumere come valore corretto la media delle due letture non dà, generalmente, il valore cercato.

L'operazione di taratura deve essere preceduta da un controllo generale della filatura e da una verifica delle tensioni.

Effettuando le misure con uno strumento 1000 ohm/volt si dovranno riscontrare i seguenti valori di tensione:

Anodica generale (dopo il filtro di livellamento)		370 V.
Placca	1ª EF50	210 V.
Schermo	»	180 V.
Catodo	»	1,5 V
Placca	2ª EF50	250 V.
Schermo	»	220 V.
Catodo	»	2,3 V.

Sui suddetti valori è ammesso uno scarto del 5 %.

La taratura verrà effettuata inviando una tensione nota di frequenza compresa, possibilmente, tra i 1000 e 10.000 Hz e punteggiando lo strumento per i singoli valori; in seguito verrà tracciata la scala ausiliare in dB.

Si può fare anche uso della rete luce (prelevandone s'intende solo una parte mediante un trasformatore riduttore ed un potenziometro).

Lo strumento dovrà segnare esattamente il valore di fondo scala per la prescritta tensione di entrata; in caso ciò non avvenisse occorrerà *ritoccare* opportunamente la resistenza di carico del diodo (65 kΩ).

E' sottinteso che preventivamente il selettore di entrata sarà regolato sulla giusta posizione e lo strumento azzerrato, la quale operazione si otterrà molto semplicemente *cortocircuitando i due morsetti di entrata* e manovrando il bottone corrispondente al potenziometro da 2 MΩ fino a portare l'indice del microamperometro nella posizione di riposo.

E' bene che la taratura venga eseguita una diecina di minuti dopo che lo strumento è acceso.

Invece delle due EF50 e della 6H6 si può ricorrere all'uso di due 1852 o 6AC7 americane, e di una EA50. Mentre la sostituzione di quest'ultima con la 6H6 non richiede alcuna sostanziale modifica, il cambio delle EF50 con le 6AC7 richiede una variazione nei valori del circuito.

(segue a pag. 67)

INTERFERENZE NELLE SUPERETERODINE

Segue da pag. 54

essere il grado di selettività della radiofrequenza onde eliminare la frequenza immagine. Vi sono inoltre altre ragioni. Per esempio, se la frequenza intermedia è bassa risulta molto più difficile eliminarla dal circuito di placca della rivelatrice, o dal circuito di audiofrequenza del diodo rivelatore, mediante l'uso di condensatori di fuga ed impedenza di radiofrequenza. Se per eliminare la frequenza intermedia in questi circuiti siamo costretti ad usare elevati valori di capacità e di induttanza, anche le note di audio frequenza a frequenza elevata verranno soppresse con conseguente accentuazione delle note gravi nell'altoparlante. La musica viene così a mancare di chiarezza, la parola diviene smorzata e le consonanti quasi indistinguibili. Un'altra ragione a sfavore della bassa frequenza intermedia è data dalla tendenza che la frequenza dell'oscillatore ha di essere *trascinata* dalla frequenza del sintonizzatore di radiofrequenza.

Man mano che la frequenza intermedia viene elevata tutti questi inconvenienti divengono meno importanti. Supponendo per esempio che la frequenza intermedia sia di 200 kHz; se si desidera ricevere un segnale di 1.440 kHz, l'oscillatore può essere accordato su 1.460 o 1.240 kHz. Il segnale di 1.500 kHz non può più interferire, mentre due segnali di 1.840 e 1.040 kHz potrebbero nominalmente interferire. Ciascuno di questi due hanno uno scarto di frequenza di 400 kHz, cioè il doppio del valore della frequenza intermedia, e quindi non è necessario che il sintonizzatore di radiofrequenza abbia una selettività ultra spinta.

11. - Effetto del tandem dei condensatori variabili.

Con una frequenza intermedia di 200 kHz risulta relativamente facile separare la frequenza intermedia dalla audiofrequenza nel circuito di placca della seconda rivelatrice o dal circuito di audiofrequenza del diodo rivelatore, senza diminuire in modo apprezzabile il valore delle elevate audiofrequenze. Con una differenza di 200 kHz tra la frequenza di accordo di radiofrequenza e quella dell'oscillatore, la tendenza al *trascinamento* viene fortemente ridotta. Inoltre non è indispensabile che la selettività dei circuiti di frequenza intermedia sia eccessivamente spinta come quando devonsi sopprimere i battimenti delle bande laterali, dato che la selettività della radiofrequenza risulta aumentata.

Aumentando il valore della frequenza intermedia questi vantaggi vengono aumentati ed inoltre, oltre un certo valore, la frequenza immagine si trova praticamente sempre fuori gamma di accordo. Il valore della frequenza intermedia viene necessariamente limitato dal fatto che aumentando il valore si diminuisce il rendimento in amplificazione ed in selettività a causa della diminuzione del fattore di merito « Q » dei trasformatori di M.F. Oggi siamo riusciti a costruire trasformatori di M.F. con bassissime perdite di dielettrico e di autocapacità tanto che è stato possibile raggiungere frequenze di 515 kHz con relativamente elevato « Q ». Il vantaggio di una frequenza intermedia elevata è maggiormente risentito negli apparecchi plurigamma quando vengono usate le onde corte. La maggior parte dei moderni apparecchi hanno una media frequenza che si aggira sui $465 \div 470$ kHz, valore ritenuto soddisfacente nella maggioranza dei casi.

Nel caso della gamma delle onde medie della radiodiffusione, compresa ordinariamente fra i 530 ed i 1.600 kHz, la frequenza dell'oscillatore deve potere essere variata fra $530+f_i$ e $1.600+f_i$. Se la frequenza intermedia è di 465 kHz, la gamma dell'oscillatore deve essere compresa fra 995 e 2065 kHz. Risulta chiaro che se l'apparecchio viene costruito in modo tale da avere la regolazione del condensatore dell'oscillatore indipendente da quella della radiofrequenza, alcune stazioni di radiodiffusione possono essere ricevute in due posizioni della sintonia dell'oscillatore. Infatti, poichè $995+465 = 1.460$, tutte le stazioni aventi una frequenza di 1.460 kHz o più possono essere ricevute sia all'accordo superiore che a quello inferiore dell'oscillatore.

Quando una supereterodina è stata studiata per ricevere soltanto nell'accordo superiore dell'oscillatore, come normalmente avviene, il meccanismo di sintonia è ordinariamente sistemato in modo da rendere possibile di avere automaticamente solo una sintonia per qualsiasi frequenza di stazione che si desidera ricevere. Questo si ottiene mediante l'accoppiamento dei rotori dei condensatori variabili dell'oscillatore e della radiofrequenza, cioè con condensatori in tandem. Sistemando un tale sistema di sintonia è necessario non alterare nessuna caratteristica dei circuiti. Il tandem, oltre che essere molto utile per la facile ricerca delle stazioni, ha anche lo scopo di rendere impossibile l'accordo dell'oscillatore in due posizioni per ciascuna stazione.

Si può quindi concludere che quando il valore della frequenza intermedia è elevato, la maggior parte delle interferenze, dovute principalmente alle frequenze immagine, vengono eliminate.

*

ACCOPPIAMENTO DELL'ANTENNA ALLA TRASMITTENTE

Segue da pag. 59

stando la presa p (tenere sempre presente a questo riguardo la formula [1]. Sia in questo caso che in quello di fig. 6 si hanno notevoli vantaggi sintonizzando L_2 tramite il condensatore variabile C_4 indicato in tratteggio.

Il corrispondente accoppiamento induttivo diretto di quello capacitivo di fig. 5 è visibile in fig. 8; in questo caso la regolazione dell'accoppiamento non è più una funzione di C_3 (fig. 5) ma bensì del grado di accoppiamento induttivo tra L_1 ed L_2. La presa p al solito serve per l'adattamento d'impedenza.

Nel caso di stadi in controfase un accoppiamento molto consigliabile è quello di fig. 9 che non è che una generalizzazione del caso di fig. 7. Qui il « *link* » è posto al centro di L_1 per avere un carico bilanciato su entrambi i tubi V_1 e V_2. Funzionalmente vale quanto detto per lo schema di fig. 7.

4. - *Soppressione delle armoniche.*

Con tutti i sistemi di accoppiamento induttivi sia diretti che indiretti, si ha sempre una maggiore attenuazione delle armoniche che non con i sistemi capacitivi, per cui questa particolarità deve essere tenuta presente nel caso si volesse impiegare antenna unica per più frequenze (trasmissione armonica). Per poter avere un accoppiamento puramente induttivo occorre eliminare la capacità inevitabile esistente tra due bobine accoppiate e ciò si ottiene collocando uno schermo di Faraday tra i due avvolgimenti. La presenza di un simile schermo eliminando l'accoppiamento capacitivo riduce grandemente l'intensità delle armoniche pari, permettendo nel contempo un più perfetto grado di messa a punto. Il comportamento di un simile schermo riesce più evidente se si tiene presente che lavorando sulla fondamentale, all'accoppiamento tra « *feeder* » e trasmittente si ha una alimentazione di « corrente », mentre nello stesso punto per la seconda armonica si ha una alimentazione di « tensione », che non può più sussistere se si elimina l'accoppiamento capacitivo che fornirebbe l'alimentazione di « tensione ». Tuttavia la terza e le altre armoniche di ordine dispari hanno come la fondamentale una alimenta-

zione di « corrente » per cui non vengono attenuate dallo schermo di Faraday. Per provvedere ad una efficace attenuazione armonica bisogna tenere presente anche altri fattori ed accorgimenti, come ad esempio il fatto che i tubi del trasmettitore tendono a produrre armoniche tanto più intense quanto più lavorano fuori di caratteristica e, mentre con stadi non in controfase la seconda armonica è preponderante, in quelli in controfase la predominante è la terza armonica, benchè anche la 5ª e la 7ª non siano del tutto di valore trascurabile.

Il « *link* » già di per se stesso riduce grandemente l'intensità delle armoniche, mentre ciò non avviene se esso manca (accoppiamento diretto) incidentalmente noteremo anche che la presenza del « *link* » tra gli alri vantaggi, offre anche quello di minimizzare l'interazione tra l'accordo di antenna e quello della trasmittente.

5. - *Conclusioni.*

Di tutti i tipi di accoppiamento esaminati, quelli induttivi indiretti sono preferbili, perchè permettono una maggiore accuratezza e facilità di messa a punto non disgiunta da una facile ed economica realizzazione. Permettono una ottima soppressione delle armoniche ed un perfetto adattamento d'impedenza tra « *feeder* » e stadio finale, nonchè una facile regolazione del grado di carico che ha anche il vantaggio di essere puramente resistivo e rendono minima l'interazione tra sintonia d'antenna e sintonia dello stadio finale della trasmittente.

IN BREVE

Pare che il prof. Picard si prepari per il prossimo mese di giugno ad una nuova ascensione stratosferica. Lo scienziato spera di poter raggiungere e superare i 30 km di altezza e di raccogliere tra l'altro dati molto interessanti sulla propagazione delle onde elettromagnetiche.

La prima conversazione televisiva del mondo è stata tenuta dal dottor Thomas E. Allibone che ha per quattro anni lavorato assieme al defunto Lord Rutherford nel famoso laboratorio inglese di Cavendish. Egli ha parlato dell'energia atomica nel corso di uno dei regolari programmi televisivi della British Boadcasting Corporation, irradiati dall'Alexandra Palace di Londra.

Il conferenziere aveva a sua disposizione tutti i mezzi conosciuti dalla televisione per illustrare nel modo migliore quanto veniva spiegando, dalle prime teorie atomiche e dai primi esperimenti, alla esplosione della prima bomba atomica nel Nuovo Messico.

Gli spettatori, comodamente seduti nelle loro abitazioni, hanno potuto seguire la conferenza nel migliore dei modi, ed hanno potuto osservare esperimenti pratici di radioattività, sul tipo di quelli che hanno portato alla scoperta che l'atomo, lungi dall'essere la più piccola unità della materia, è in realtà simile ad un minuscolo sistema planetario. Film diagrammatici hanno accompagnato la conferenza ed hanno aiutato gli ascoltatori a comprendere quanto è successo durante l'esplosione della bomba atomica nel Nuovo Messico. La trasmissione ha avuto pieno successo, anche per la particolare abilità dell'oratore il quale, durante la guerra ha fatto parte del gruppo di scienziati inglesi impegnati nelle ricerche atomiche in California.

Negli USA su cinque milioni e mezzo di radioapparecchiature riceventi fabbricate durante il primo semestre dell'anno scorso non vi furono che 200 apparecchi televisivi.

Sempre negli USA, in un solo anno, per i radar, sono stati prodotti 14 km di cavi coassiali, 7 milioni di commutatori, più di un milione di vibratori, 2 milioni di apparecchi di misura, 590 milioni di resistenze e 420 milioni di condensatori.

TARATURA DEI RICEVITORI E DEI TRASMETTITORI RADIANTISTICI

di P. Soati

Viene indicata la possibilità: senza ricorrere all'ascolto delle stazioni « standard » WWV, di determinare con una elevata precisione una data frequenza trasmessa o ricevuta.

6139

Una tra le maggiori difficoltà che incontra un radiante che non disponga di una adatta attrezzatura nella messa a punto delle proprie apparecchiature è quella di effettuare una precisa curva di taratura sia del ricevitore che del trasmettitore.

Per permettere di superare agevolmente tali difficoltà ed individuare con esattezza alcuni punti delle gamme destinate ai radianti, diamo un elenco aggiornatissimo delle frequenze esatte delle stazioni radiofoniche che trasmettono attualmente (purtroppo...) sulla gamma dei 7 MHz.

A fianco di tali stazioni per maggiore comodità e precisione abbiamo messo le seguenti indicazioni:

Costante per quelle stazioni notoriamente costanti le quali, durante un lunghissimo periodo di tempo (non inferiore al mese), variano la loro frequenza di un massimo di 100 o 200 hertz.

kHz preceduto da un numero indicante il numero dei kilohertz, per quelle stazioni le quali, sempre in un periodo lunghissimo di tempo, variano la loro frequenza rispetto a quella indicata di pochissimi kilohertz.

Instabili: Le stazioni la cui frequenza varia notevolmente e sulle quali si deve fare pochissimo affidamento.

Saltuaria: Le stazioni che trasmettono raramente o irregolarmente.

Abbiamo infine segnato in corsivo quelle stazioni che riteniamo le più utili per essere prese in considerazione nel nostro caso.

6917	Dakar - costante
7005	*Valladolid* ± 2 kHz
7020	Malaga ± 1 kHz
7038	*Valencia* ± 0.5 kHz
7080	*Tangeri* ± 1 kHz
7100	Madrid - instabile
7120	*Londra* - costante
7150	Londra - costante
7160	Vienna - instabile
7165	*URSS* - costante
7185	*Londra* - costante
7200	*URSS* - costante
7210	*Londra* - costante
7220	*Beit Jallah* (BFN) - costante
7221	*Kofa Salisburgo* (AFNO) - costante
7230	*Londra* - costante
7245	*URSS* - costante
7248	Roma ± 2 kHz
7250	Willemstad - costante
7260	*Londra* - costante
7270	Roma - costante
7280	Brazzaville - saltuaria
7280	*Londra* - costante
7290	Helmshorn (BFN) - costante
7295	Atene - saltuaria
7300	*URSS* - costante
7315	Guatemala - saltuaria
7320	*Londra* - costante
7330	*URSS* - costante
7340	URSS - costante
7360	*URSS* - costante.

Il lettore naturalmente avrà già compreso dove vogliamo arrivare. Infatti con la identificazione di un certo numero di stazioni aventi frequenza costante è possibile effettuare una esatta tabella di sintonia del proprio ricevitore e di conseguenza, per confronto, anche del TX e controllarne la relativa stabilità almeno con una approssimazione abbastanza buona per gli usi comuni.

L'identificazione delle stazioni da noi indicate è cosa relativamente facile ed a tale scopo è necessario tenere presente che non tutte si sentono nelle stesse ore ed in particolare che fra le stazioni spagnuole, le quali si ricevono molto bene di sera, Valladolid su 7005 kHz può servire benissimo per individuare il limite inferiore della gamma dei radianti mentre la stazione russa (URSS) su 7300 kHz di stabilire il limite superiore. La stazione di Londra su 7260 kHz è facilmente identificabile perchè esegue i notiziari in lingua italiana che hanno inizio alle ore 7.30, 14.30, 21,30, 22.00, 22,15, e così pure le stazioni russe su 7245, 7330, 7360 kHz che effettuano notiziario italiano a partire dalle ore 19.30, mentre altro notiziario italiano viene irradiato alle ore 21.30 su 7245 e 7300 kHz ed alle ore 23.00 su 7165, 7245, 7330 kHz.

Una volta individuate, ad esempio, le stazioni che lavorano su 7005, 7165, 7245, 7330 kHz, è cosa molto semplice rintracciare le altre oppure effettuare per interpolazione una esatta tabella di sintonia del ricevitore e successivamente

NOTE DI ASCOLTO DEL MESE DI GENNAIO

A cura di I1PS

Metri 40

01 **W2OLQ** 589 - 01 **CO2CC** 578 - 02 **I1OSL** 589 - 02 **YV3TI** 489 - 03 **I1PA** 589 - 03 **CO2BZ** 577 - 03 **W2OEC** 588 - 04 **HH4HT** 578 - 04 **GM2BDA** 589 - 05 **W1ITO** 489 - 06 **ZL1RS** 457 - 09 **I1AFQ** 589 - 09 **I1VB** 589 - 10 **I1VK** 589 - 10 **I1UQ** 578 - 10 **I1FGV** 577 - 10 **I1PD** 589 - 11 **I1FQR** 578 - 11 **I1ABP** 576 - 12 **I1AR** 566 - 12 **I1PTU** 489 - 13 **I1KKT** 588 - 14 **I1MV** 586 - 14 **I1RCP** 578 - 14 **I1PK** 588 - 14 **I1ZE** 588 - 14 **I1IZ** 578 - 14 **I1PD** 579 - 14 **I1CR** 589 - 14 **I1CW** 599 - 14 **I1XW** 599 - 14 **I1HR** 588 - 14 **I1HE** 589 - 14 **I1JJ** 578 - 14 **I1NN** 578 - 14 **I1RGR** 589 - 14 **I1RK** 578 - 14 **I1TPI** 588 - 14 **I1MC** 588 - 14 **I1YN** 577 - 14 **I1RDG** 578 - 14 **I1FFG** 568 - 14 **I1CVS** 589 - 14 **OI4LA** 578 - 15 **I1ABA** 588 - 15 **I1MG** 578 - 15 **I1PG** 578 - 15 **I1AT** 599 - 15 **I1BN** 579 - 15 **I1NA** 588 - 15 **I1YK** 589 - 15 **I1SZ** 589 - 15 **I1HW** 578 - 15 **I1JX** 588 - 15 **I1AO** 588 - 16 **I1AIJ** 568 - 16 **I1PK** 598 - 16 **I1GL** 589 - 17 **I1ZR** 478 - 16 **I1RBO** 478 - 16 **I1RSA** 467 - 16 **I1STM** 588 - 16 **I1XG** 589 - 16 **I1RMR** 589 - 17 **I1CA** 588 - 17 **FSJJ** 468 - 17 **UA3AN** 589 - 18 **I1SL** 578 - 18 **I1HR** 589 - 18 **I1FI** 588 - 18 **I1FU** 578 - 18 **I1AHB** 578 - 18 **I1VG** 567 - 18 **I1AIG** 589 - 18 **I1CF** 599 - 18 **I1QW** 599 - 18 **I1KLB** 598 - 18 **I1FR** 478 - 19 **I1PR** 589 - 20 **G3AVI** 599 - 21 **I1AG** 599 - 21 **I1PK** 598 - 21 **PA0SY** 589 - 21 **GM3BEB** 589 - 22 **I1AIE** 599 - 22 **W1AU** 579 - 22 **W3RTU** 589 - 21 **VO6C** 589 - 23 **UA3AK** 589 - 23 **LU4RT** 478 - 23 **I1RU** 478 - 23 **I1GGU** 578 - 23 **UA1AN** 589 - 23 **W3KU** 589 - 24 **W3NNJ** 478.

Metri 20

08 **VK3KC** 589 - 08 **FA8R** 578 - 08 **ZL2QN** 568 - 09 **UQ2AB** 588 - 09 **VK3VJ** 589 - 10 **ZC1AN** 578 - 10 **SM6YZ** 578 - 10 **J3AAD** 578 - 10 **XARU** 578 - 10 **ZL2DK** 589 - 11 **EI9N** 589 - 11 **VK3HR** 589 - 11 **EP1AR** 588 - 12 **I1AS** 589 - 12 **ZA2D** 588 - 14 **PK4CS** 578 - 14 **G5SK** 599 - 15 **GI6YM** 577 - 15 **HB9CE** 568 - 15 **D2GQ** 568 - 15 **SM5LL** 578 - 15 **VK3CN** 578 - 15 **G3AVF** 588 - 15 **VK4CG** 588 - 15 **ON4TA** 599 - 16 **W3RT** 578 - 18 **LA2B** 588 - 19 **OZ6TT** 589 - 20 **W3RJK** 588 - 22 **W2NVA** 588 - 22 **PY2KT** 589 - 23 **W2DUK** 589 - 23 **HH3M** 567 - 23 **I1SM** 599 - 23 **LA7BU** 589 - 23 **CO7JR** 589 - 23 **PY6AI** 589 - 23 **W1AW** 578 - 21 **W1MXA** 589 - 23 **W1NW** 578 - 15 **LZ3J** 468 - 15 **F3RG** 578 -

NOTE DI ASCOLTO DEL MESE DI FEBBRAIO

A cura di I1PS

Metri 40

08 **I1KR** 589 - 08 **I1FCG** 588 - 08 **I1KLA** 578 - 08 **I1GVI** 578 - 10 **I1SB** 578 - 10 **I1RPR** 567 - 11 **I1RSB** 588 - 11 **I1AJW** 467 - 08 **I1UE** 578 - 08 **HB9DQ** 599 - 11 **I1YI** 588 - 12 **I1YK** 589 - 12 **I1DB** 578 - 12 **I1ES** 567 - 12 **I1AHJ** 567 - 12 **I1WJ** 588 - 12 **I1LA** 578 - 12 **I1DGB** 578 - 14 **I1OL** 588 - 14 **I1ABQ** 599 - 14 **I1XV** 599 - 14 **I1AM** 588 - 14 **I1LN** 588 - 14 **I1AER** 589 - 15 **I1XT** 578 - 15 **I1AO** 578 - 15 **I1SDR** 589 - 15 **I1RMR** 589 - 16 **I1ADK** 589 - 16 **I1AJS** 578 - 16 **I1UP** 588 - 16 **I1AIZ** 578 - 16 **I1AT** 599 - 16 **I1WMD** 578 - 16 **I1RM** 599 - 16 **HB9AA** 589 - 17 **I1AGH** 587 - 17 **I1BBA** 578 - 17 **I1US** 588 - 17 **I1KLB** 578 - 17 **I1ZP** 567 - 17 **I1RIR** 577 - 17 **I1CEV** 578 - 17 **I1ZU** 578 - 17 **I1SSG** 568 - 18 **I1VG** 589 - 18 **I1GVD** 578 - 18 **I1RGR** 588 - 18 **I1EI** 578 - 18 **I1MV** 589 - 18 **I1AEI** 588 - 18 **I1CF** 599 - 18 **I1KKK** 588 - 18 **I1PM** 588 - 19 **I1GAS** 578 - 19 **I1RK** 588 - 19 **I1KG** 589 - 19 **I1OP** 568 - 19 **I1MI** 589 - 19 **I1AD** 578 - 19 **I1RCM** 566 - 19 **I1KJ** 568 - 19 **I1SR** 588 - 19 **I1CAY** 589 - 19 **I1ZI** 589 - 19 **I1QW** 599 - 19 **I1FQR** 589 - 19 **I1ER** 588 - 19 **I1OS** 588 - 19 **I1LN** 589 - 20 **I1RSS** 588 - 21 **I1RDG** 567 - 21 **I1MI** 578 - 21 **I1WAL** 587 - 21 **I1XT** 588 - 21 **I1PM** 578 - 21 **I1PK** 599 - 21 **I1RCS** 578 - 21 **I1ANS** 588 - 22 **I1RR** 588 - 22 **I1GC** 578 - 22 **I1RTS** 578 - 22 **I1FD** 589 - 22 **I1GG** 578 - 22 **I1RC** 578 - 22 **I1PA** 578 - 22 **I1HW** 578 - 22 **I1KLT** 588 - 22 **I1FR** 588 - 22 **PA0SY** 588 - 22 **GM3BEB** 588 - 22 **G2AFY** 588 - 22 **GI2FOC** 588 -

Metri 20

08 **OZ7X** 589 - 08 **SM5LL** 589 - 08 **G8II** 599 - 08 **VK2QP** 578 - 08 **GI4NN** 589 - 08 **VK4EL** 588 - 09 **UA8AY** 589 - 09 **W8ZNO** 589 - 09 **F8EF** 588 - 09 **W6NJG** 568 - 10 **I1UL** 578 - 10 **ON4FL** 588 - 10 **EI5R** 587 - 10 **CN8MZ** 588 - 10 **UR2UB** 589 - 10 **ZS1KK** 568 - 11 **WK5FL** 578 - 11 **F9DZ** 589 - 11 **PA0LR** 588 - 11 **UN1AA** 567 - 11 **OK1WX** 578 - 12 **ZL2FA** 578 - 12 **G4IN** 588 - 12 **F9DB** 589 - 12 **F9AV** 589 - 19 **PA0LB** 589 - 19 **OK1OM** 588 - 19 **G6BS** 587 - 19 **YR5R** 588 - 19 **OZ5AA** 589 - 20 **VU2AV** 578 - 20 **UG6WD** 588 - 20 **J1S** 568 - 20 **PY1GJ** 588 - 21 **OQ5AV** 578 - 21 **W2JB** 589 - 21 **HS1PB** 599 - 21 **CX3DT** 589 - 21 **UA6LE** 589 - 21 **VE2FG** 588 - 21 **OK1SV** 576 - 21 **LI2CL** 578 - 21 **D4ANL** 578 - 22 **VK2TG** 589 - 22 **VK2ZF** 578 -

del trasmettitore il quale verrà accordato sulle diverse frequenze ricavate dal ricevitore, ormai perfettamente tarato.

Naturalmente si deve tenere presente che, per il fatto che il ricevitore si trova generalmente più o meno vicino al TX, è possibile siano ricevute delle onde parassite le quali possono essere causa di errore, pur essendo più deboli di intensità dell'onda fondamentale, e così pure è molto facile essere ingannati dal fenomeno di immagine sempre presente anche in super aventi medie frequenze di valore molto alto, data la vicinanza delle apparecchiature. Si tenga presente a tale proposito che i moderni ricevitori hanno in genere l'oscillatore tarato sulle frequenze superiori e quindi l'immagine si dovrà riscontrare su di una frequenza minore due volte il valore della media frequenza rispetto alla fondamentale. Cioè, se un TX è accordato su 7000 kHz ed il ricevitore ha una FI di 450 kHz, si dovrà riscontrare l'immagine su 6100 kHz.

E' frequente il fatto che ad elementi un po' inesperti possa capitare di udire sulla gamma dei 7 kHz la propria immagine e ritengano di essere in sintonia mentre effettivamente sono accordati su una frequenza ben superiore (cioè due volte il valore della FI del ricevitore). Quindi per evitare inutili perdite di tempo chiunque controlli per la prima volta un TX a mezzo di un ricevitore e non sia sicuro, almeno grossolanamente della frequenza di trasmissione sarà bene che oltre alla fondamentale controlli l'immagine che dovrà riscontrare su frequenze più basse (rarissimi sono i casi di oscillatori accordati su frequenze inferiori rispetto all'onda in arrivo, in tal caso l'interferenza di immagine avrà frequenza superiore).

Per le gamme dei 14 e 28 MHz, dove non trasmettono stazioni di radiodiffusione (quelle che si ricevono sui 14 MHz non sono altro che seconde armoniche delle stazioni esistenti sui 7 MHz) si effettuerà la taratura del ricevitore facendo funzionare il TX sulla gamma dei 7 MHz e sulle diverse frequenze note e quindi ascoltandone la seconda armonica sui 14 MHz, la quarta sui 28 MHz e segnandone le relative posizioni. Così se il TX sarà sintonizzato su 7000 kHz la seconda armonica andrà a cadere su 14000 kHz e la quarta su 28000 kHz, se il TX sarà accordato su 7165 la seconda armonica si avrà a 14320 e la quarta a 28640 kHz, e così via.

Tarato il ricevitore si passerà ad effettuare la taratura del TX con lo stesso sistema descritto per i 7 MHz accordandolo con la fondamentale sulle diverse frequenze note delle due gamme e facendo la curva di taratura.

Per maggiore utilità dei radianti segnaleremo saltuariamente le variazioni delle stazioni radiofoniche che si verificheranno sulla gamma dei 7 MHz fino a quando le relative amministrazioni si decideranno a toglierle da una gamma di frequenze (in particolare da 7000 a 7200 kHz) che non appartiene loro e che dovrebbe essere destinata, secondo i regolamenti internazionali, ai soli radianti.

IL RICEVITORE PROFESSIONALE OC 9

(segue da pag. 61)

bene escluderlo dovendo ricevere una stazione telegrafica. Per ottenere una alta fedeltà nelle stazioni radiofoniche si dovrà effettuare la sintonia mantenendo il comando di selettività sulla posizione 12/14 e passando quindi sulla posizione di bassa selettività (appros-

Esiste in commercio un altro tipo di ricevitore con sigla OM9C le cui gamme d'onda sono sensibilmente diverse rispetto all'OC 9 e così pure il circuito, che consta di un numero di valvole inferiore. *

UN VOLTMETRO ELETTRONICO

(segue da pag. 63)

Il partitore all'entrata, che nelle varie posizioni realizza dei rapporti (tra la tensione ai morsetti di entrata e quella sul cursore) di 1/10, 1/100, 1/1000, deve essere tale da esplicare regolarmente questa funzione fino a frequenze dell'ordine del mezzo MHz.

In questa realizzazione si è fatto uso di un partitore del valore complessivo di 250.000 ohm realizzato con tre resistenze antinduttive a filo (avvolgimento Ayrton Perry) per i tre valori più bassi e con resistenze chimiche per i due rimanenti.

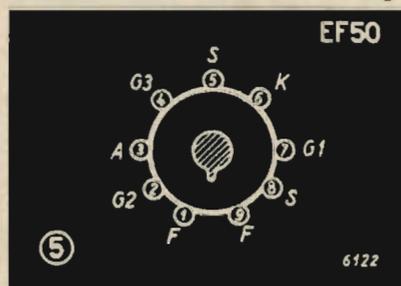
Il commutatore sarà del tipo *minima capacità* tra i contatti. Il partitore potrà anche realizzarsi unicamente con resistenze chimiche: la tolleranza *massima* sui valori indicati è del 2 %.

Onde effettuare la lettura delle varie tensioni con maggiore comodità e precisione si può realizzare un partitore per i seguenti valori di fondo scala:

0.01, 0.03, 0.1, 0.3, 1, 3, 10, 30, 100 volt.

Il rapporto massimo tra le varie letture risulta essere di 10 dB (3.16 volte) invece di 20 dB (10 volte). Come livello 0 dB si è assunto l'indicazione 8 della prima scala (equivalente a 2.52 della seconda).

La scala dello strumento dovrà essere disegnata sul tipo di quella schizzata in fig. 3 e ed il partitore secondo i valori specificati nella fig. 4.

In fig. 5 si sono riportati gli attacchi della EF50 (valevoli sia per valvole originali olandesi (Philips) sia per valvole americane (Sylvania) e inglesi (Mullard).

Nella tabella I sono state riportate le relazioni tra dB e tensioni.

Daremo prossimamente delle indicazioni su alcune delle principali applicazioni di un simile strumento. *

TABELLA I

rapp. di tens. (in discesa)		rapp. di tens. (in salita)
—	dB	+
1	0	1
0,89	1	1.12
0,79	2	1,25
0,70	3	1,41
0,63	4	1,58
0,56	5	1,77
0,50	6	1,99
0,44	7	2,23
0,39	8	2,51
0,35	9	2,81
0,31	10	3,16
0,28	11	3,54
0,25	12	3,98
0,22	13	4,46
0,19	14	5,01
0,17	15	5,62
0,15	16	6,31
0,14	17	7,07
0,12	18	7,94
0,11	19	8,91
0.1	20	10

Nei prossimi fascicoli

oltre al seguito dell'articolo di G. Termini "Una interessante realizzazione della tecnica moderna", che non è stato possibile pubblicare nel presente numero della rivista, saranno trattati i seguenti argomenti:

— Applicazioni del voltmetro elettronico di V. Parenti
— Amplificatori a reazione negativa di S. Finzi
— Transricevitore per 80, 40, 20 metri di R. Pera
— Realizzazione di un amplificatore a controreazione totale
— Riflettori per onde ultra corte di G. A. Uglietti
— Calcolo di un trasformatore d'uscita di R. Sellari
— Codice a colori della R M A

pubblicazioni ricevute

S. CAMPIONE, **Construction des Appareils de Mesures du Radiotechnicien. Editions Techniques P. H. Brans, Anvers, Belgio.** Volume di 180 pagine 150 x 220, con 111 figure. S. p.

E' un volume che esamina in modo semplice e preciso il modo di autocostruire i principali strumenti di misura necessari, come dice il titolo, ai tecnici della radio per l'esplicazione del loro servizio. Nella prefazione l'A. scrive: «La realizzazione di questi strumenti presenta tra l'altro alcuni vantaggi; oltre ad un risparmio non indifferente, la conoscenza delle caratteristiche e del funzionamento dello strumento consente, secondo le necessità, di modificare i circuiti per adattarli di volta in volta alle esigenze ed è inoltre utile per una più esatta interpretazione dei risultati».

E. AISBERG, A & G. NISSEN, **Methode Dynamique de Depannage et de Mise au Point. Société des Editions Radio, Paris.** Volume di 120 pagine 130 x 220, con 33 figure ed una tavola f. t. Prezzo 120 Fr.

E' un volume molto interessante. Per quanto la vasta materia trattata sia contenuta in un ristretto numero di pagine, ogni concetto risulta aprofondito a sufficienza. Segue una appendice trattante delle misure logaritmiche.

L. GAUDILLAT, **Lexique officiel des Lampes Radio. Société des Editions Radio, Paris.** Volume di 64 pagine 220 x 130. Prezzo 80 Fr.

Contiene le caratteristiche ed i dati di funzionamento di numerose valvole riceventi europee ed americane. Nelle ultime pagine del volumetto è una interessantissima tavola mediante la quale è possibile determinare le corrispondenze tra le valvole radio Miniwatt, Valvo, Mullard, Tungsram, Telefunken, Mazda, Fotos e Visseaux.

F. HAAS, **Voltmetres a Lampes. Société des Editions Radio, Paris.** Volume di 48 pagine 130 x 220, con 33 figure. Prezzo 45 Fr.

E. AISBERG, **La Modulation de Fréquence et ses Applications. Société des Editions Radio, Paris.** Volume di 144 pagine 130 x 220, con 85 figure. Prezzo 100 Fr.

E. Eisberg, direttore della Rivista francese «Toute la Radio», ha scritto un volume molto interessante. Pur rimanendo su un piano di divulgazione, e questa è un po' la caratteristica di tutti i volumi dell'A., Aisberg ha trattato l'argomento in modo magistrale. Dopo un primo capitolo trattante dei principii generali, l'A. passa ad esaminare le applicazioni pratiche della modulazione in frequenza: radioricezione e trasmissione, radiolocalizzazione, radiopilotaggio, radiotelemetria, radioaltimetria. Nel Cap. X, tratta della doppia modulazione e della sua applicazione alla televisione. Segue una appendice.

CONSULENZA

GTer. 6682 - Sig. Cavalera

Galatone (Lecce).

Chiede lo schema di calcolo e di un trasformatore di alimentazione.

Il procedimento di calcolo richiesto è qui sviluppato ordinatamente, seguendo, a scopo di chiarificazione, un caso pratico.

1. - *Si individuano le correnti e le tensioni di ciascun tubo esistente nel circuito che si vuole alimentare, seguendo le indicazioni date dal costruttore.*

Esempio: si abbiano a considerare quattro tubi del tipo 6A8, 6K7, 6Q7 e 6V6. La casa costruttrice di essi (FIVRE) precisa anzitutto che la massima tensione di lavoro è di 250 V.

E' poi precisato:

a) per il tubo 6A8, funzionante in regime di conversione delle frequenze portanti, si ha:
corrente anodica 3,3 mA (250 V)
corrente di griglia sch. 3,2 mA (100 V)
corrente della gr.-anodo 4,0 mA (150 V)
la corrente totale assorbita da esso è quindi di 10,5 mA (3,3+3,2+4,0);

b) per il tubo 6K7, amplificatore della frequenza intermedia:
corrente anodica 10,6 mA (250 V)
corrente di griglia-sch. 2,6 mA (125 V)
con una corrente totale di 13,2 mA:

c) per il tubo 6Q7 rivelatore e preamplificatore di tensione:
corrente anodica 1,1 mA (250 V);

d) per il tubo 6V6, amplificatore di potenza:
corrente anodica (segnale max) 47 mA (250 V)
corrente di griglia schermo (segnale max) 6,5 mA (250 V)
per cui la corrente totale assorbita è di 53,5 mA.

I tubi in questione richiedono anche una corrente nel circuito del riscaldatore che è di 0,3 A per i tipi 6A8, 6K7 e 6Q7, mentre è di 0,45 A per il tipo 6V6. La tensione occorrente è di 6,3 V.

2. - *Si determina il valore totale della corrente assorbita dal circuito di A.T. (250 V), nonchè quella richiesta dall'insieme dei riscaldatori dei catodi.*

Es.: Noti i valori delle correnti assorbite da ciascun tubo, si ha facilmente la corrente totale richiesta nel circuito di A.T. Nell'esempio di cui ci si occupa si avrà una corrente totale di 10,5 + 13,2 + 1,1 + 53 = 77,8 mA a tale valore occorre aggiungere anche quella assorbita da eventuali resistenze di ripartizione della tensione di alimentazione. Lo scopo di esse è quello di migliorare la stabilità di funzionamento dello stadio in cui sono applicati. Se la corrente totale assorbita da questi resistori è, ad esempio, di 15 mA, la corrente totale assorbita dal circuito di alta tensione è di

77,8 + 15 = 92,8 mA, cioè circa 95 mA.

La corrente totale assorbita nei circuiti dei riscaldatori dei catodi è invece:

0,3 + 0,3 + 0,3 + 0,45 = 1,35 A.

A tale corrente occorre anche aggiungere quella richiesta dalle lampadine d'illuminazione del quadrante. Se esse sono in numero di due e se ciascuna richiede 6,3 V, 0,3 A, si dovrà avere una corrente di 0,6 A, in quanto è conveniente siano collegate in derivazione sul circuito di B.T. La corrente complessiva che ad esso si richiede è quindi:

1,35 + 0,6 = 1,95 A,

cioè praticamente 2 A.

3. - *Si precisano i valori delle tensioni che occorre avere all'uscita e all'entrata del circuito di livellamento.*

Es.: Il circuito di livellamento per il ricevitore in questione è normalmente costitutito da due condensatori e dalla bobina di eccitazione del riproduttore.

Quest'ultima è in serie al circuito di utilizzazione, per cui è d'uopo tener conto della caduta di tensione provocata dalla resistenza ohmica di essa. Se la resistenza è, ad esempio, di 1200 Ω, si

PERIODICI ESTERI

Documentez-Vous Radio Télévision Cinéma, serie A, n. 5. Fascicolo di 50 pagine. Prezzo 35 Fr. (Ed. in Francia).

La Télévision Française, II, n. 21 e n. 22, gennaio-febbraio 1947. Fascicoli di XVII-36 pagine. Prezzo 65 Fr. (Ed. in Francia).

Le Haut-Parleur, XXIII, nn. 784-785, 11-25 febbraio 1947. Fascicoli di 36 pagine. Prezzo Frs. 9,50 (Ed. in Francia).

Radio Craft, vol. XVIII, nn. 4.5, gennaio-febbraio 1947. Fascicoli di rispettive 144 e 80 pagine. Prezzo 50 e 25 c. Ed. negli U. S. A.).

Il fascicolo di gennaio è dedicato al quarantesimo anniversario dell'invenzione del triodo da parte di Lee de Forest.

- De Forest - Padre della radio (di Hugo Gernsback).
- Come fu inventato l'«audion» (di Lee de Forest).
- Nascita dell'«audion» (di F. E. Butler).
- Come furono fabbricati i primi «audion» (di G. F. J. Tyne).
- De Forest e la Marina da guerra (di G. H. Clarck).
- Il primo trasmettitore radiofonico di F. E. Butler).

Tra gli articoli di carattere tecnico citiamo:

- Costruendo un televisore (di R. Freeland).
- Sostituiamo la rettificatrice.
- Apparato trasmittente di media potenza (di R. L. Parmenter, W1JXF).
- Trasmissioni con la luce quale onda portante.
- Un semplice organo elettronico (di H. Conroy).

Degli articoli del fascicolo di febbraio segnaliamo:

- Il progresso della radio è lento (di H. Gernsback).
- Apparato transricevitore portatile per 250-300 MHz (di R. F. Scott. W2PWG).
- Costruendo un televisore, parte II (di R. Freeand).
- Piccolo «studio» per l'incisione (di

La Radio Revue, anno VII, n. 1, novembre 1945. Fascicolo di 32 pagine. Prezzo Fr. 36. Anno VIII, nn. 2-3-4-5-6-7-8-9, gennaio, febbraio, marzo, maggio, giugno, settembre, ottobre, novembre 1946. Fascicoli di 32 pagine. Prezzo Fr. 30. Anno IX, nn. 10-11, gennaio 1947. Fascicolo di 56 pagine. Prezzo Fr. 60 (Ed. in Belgio).

Nei vari fascicoli pervenutici abbiamo notato i seguenti articoli:

- Voltmetri elettronici (di F. Veringa).
- L'effetto fotoelettrico (di E. Palmans).
- La modulazione di frequenza.
- Un pick-up fotoelettrico (di S. Hart).
- Applicazioni della tecnica elettronica all'industria (di J. H. Reyner).
- Il micrófono a condensatore (di A. Lambert).

avrà una caduta di tensione $V = RI = 1200 \cdot 0{,}095 = 114$ V, essendo 0,095 A uguale a 95 mA, il valore della corrente complessiva esistente in circuito. Poichè questa bobina è collegata all'uscita del raddrizzatore, quest'ultimo dovrà fornire una tensione di 250+114=364 V, sì da poter ottenere all'uscita della bobina stessa i 250 V previsti.

4. *Si determina il valore della tensione alternativa che occorre applicare agli anodi del tubo raddrizzatore, per ottenere all'uscita (entrata al filtro) la tensione richiesta.* A tale scopo occorre esaminare le curve (o i dati tabellari) forniti dal costruttore del tubo stesso. Quest'ultimo è scelto in base al valore del carico e cioè della corrente complessiva esistente nel circuito di utilizzazione. Il valore della tensione alternativa di cui sopra è in relazione alla struttura del circuito di livellamento e al valore dell'elemento di entrata. Così per un tubo 5Y3 (valore max della corrente raddrizzata erogata, 120 mA), con condensatore all'entrata del filtro di 8 μF, si ha una tensione raddrizzata di 365 V, applicando agli anodi una tensione alternativa di ∿ 370 V.

5. - *Si riassumono i dati di progetto del trasformatore di alimentazione.*

Tali dati sono:

a) la tensione che occorre applicare agli anodi del tubo raddrizzatore e l'intensità complessiva della corrente assorbita dai circuiti collegati all'uscita del filtro;

b) la tensione e la corrente richiesti dai circuiti dei riscaldatori dei catodi;

c) la tensione e la corrente necessaria per il filamento del tubo raddrizzatore.

Es.: Nel caso pratico di cui ci si occupa si hanno ordinatamente:

a) 370 V + 370 V, 95 mA;
b) 6,3 V, 2 A;
c) 5 V, 2 A (filamento tubo 5Y3).

Queste tensioni non corrispondono a quelle date alle reti di distribuzione dell'energia elettrica; si otterrano pertanto ai capi di altrettanti secondarii di un trasformatore, il cui primario sia dimensionato per le tensioni delle reti stesse.

Queste ultime sono normalmente comprese fra 110 e 220 V, per cui è necessario realizzare il primario entro tali valori. Praticamente si potranno adottare cinque tensioni primarie corrispondenti a 110, 125, 140, 160 e 220 V.

6. *Schema elettrico del trasformatore di alimentazione.* I dati di cui sopra determinano la struttura di principio del trasformatore. Essa è pertanto riportata nella fig. 68. Il secondario di alta tensione è costituito da due avvolgimenti simmetrici rispetto ad un centro elettrico, in quanto è stabilito, a priori, di effettuare il raddrizzamento delle due semialternanze. Ciascun semiavvolgimento è con ciò percorso da metà della corrente complessiva, in quanto si ha corrente solo durante una semialternanza.

7. *Sviluppo del calcolo.* I procedimenti di calcolo di un trasformatore di alimentazione sono molteplici, in quanto possono essere vincolate a condizioni diversissime, poste a priori.

Tra questi metodi si dirà di quello seguito normalmente in pratica e che è dettato da convenienti considerazioni di economia. Si calcolerà cioè ordinatamente:

a) *la potenza complessiva richiesta ai secondari* (*P* 2), *eseguendo la somma della potenza di ciascuno di essi.* Nel caso pratico di cui sopra si ha:

$$P_2 = [(370+370) \cdot 0{,}095/2] + (6{,}3 \cdot 2) + (5 \cdot 2) = 35{,}15+12{,}6+10 = 57{,}75 \text{ W} = \sim 58 \text{ W}$$

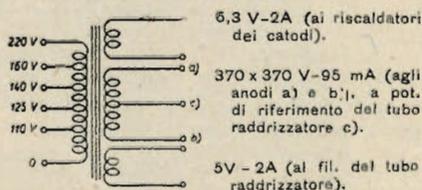
La potenza assorbita dal secondario di A. T. è considerata in base alla metà della corrente complessiva (0,095/2), in quanto, come si è detto in 6) ogni semiavvolgimento è percorso da metà della corrente totale.

b) *La sezione lorda* S_l *del nucleo.* Essa è data dalla formula:

$$S_l = 2\sqrt{P\,2}.$$

Nel caso in discussione si ha cioè, sostituendo:

$$S_l = 2\sqrt{58} = 2 \cdot 7{,}6 = 15{,}2 \text{ cm}^2.$$

c) *La sezione netta,* S_n, *del nucleo.* Dalla sezione lorda del nucleo si perviene a quella netta, togliendo l'ingombro dell'isolamento delle lamelle. Dati pratici precisano che tale ingombro è percentualmente in relazione allo spessore delle lamelle. Così, per lamelle di 0,35 mm esso è del 15%, ed è del 10% per lamelle di 0,5 mm. Le espressioni di calcolo in detti casi, diventano quindi:

$$Sn = \frac{Sl}{1{,}15} \quad \text{per lamelle di 0,3 mm}$$

$$Sn = \frac{Sl}{1{,}1} \quad \text{per lamelle di 0,5 mm}.$$

Se si fa uso di lamelle di 0,3 mm, si avrà pertanto:

$$Sn = \frac{15{,}2}{1{,}15} = 13{,}1 \text{ cm}^2.$$

Fig. 68

d) *Il flusso totale* Φ_t *attraversante il nucleo di ferro.* - Esso è dato dal prodotto fra la sezione netta e l'induzione, *B*, con cui si fa lavorare il nucleo. L'espressione di calcolo è:

$$\Phi_t = Sn\,B$$

B è normalmente compreso fra 8000 e 12000 Gauss.

Posto *B* = 10.000 Gauss, si ha nel nostro caso:

$$\Phi_t = 13{,}1 \cdot 10^4 = 131 \cdot 10^3.$$

e) *Il numero di spire del primario per avere una tensione di* 1 *V.* - E' ottenuto applicando la formola:

$$n_p = \frac{10^8}{4{,}4\, f\, \Phi}$$

in cui *f* è la frequenza della tensione di alimentazione.

Sostituendo si ha immediatamente:

$$n_p = \frac{10^8}{4{,}44 \cdot 42 \cdot 131 \cdot 10^3} = \frac{10^5}{24428{,}88} = 4{,}09$$

avendo posto *f* = 42 Hz.

f) *Il numero di spire del primario per le diverse tensioni.* - Si ha ovviamente:

$$n_{vp} = n_p \cdot V$$

in cui n_v è il numero di spire che è necessario avvolgere per un valore *V* di tensione.

Nel nostro caso si ottiene:

$n_{110} = 4{,}09 \cdot 110 = 449{,}9$ spire
$n_{125} = 4{,}09 \cdot 125 = 511{,}2$ »
$n_{140} = 4{,}09 \cdot 140 = 572{,}6$ »
$n_{160} = 4{,}09 \cdot 160 = 654{,}4$ »
$n_{220} = 4{,}09 \cdot 220 = 899{,}8$ »

g) *Il numero di spire dei secondarii per avere una tensione di* 1 *V.* -

---

— Stato attuale della piezoelettricità (di P. Germain).

Radio Service, VII, nn. 37-38, gennaio-febbraio 1947. Fascicolo di 40 pagine. Prezzo Fr. sv. 1,80 (Ed. in Svizzera).

The Irish Radio & Electrical Journal, vol. III, nn. 47-48, gennaio-febbraio 1947. Fascicoli di 40 pagine. S. p. (Ed. nello Stato Libero d'Irlanda).

Toute la Radio, XIV, n. 113, febbraio 1947. Fascicolo di XXXVIII-32 pagine. Prezzo Fr. 50 (Ed. in Francia).
— La corrente di griglia e la misura del vuoto (di U. Zulbstein).
— Amplificazione di potenza - classe A - classe B - classe C (di A. V. J. Martin).
— Studio e calcolo pratico degli attermatori (di Muran).
— Apparato trasmittente pilotato a quarzo (di J. Dieutegard).

Wireless Engineer, vol. XXIV, n. 281, febbraio 1947.

Tra i lavori pubblicati in questo fascicolo citiamo:
— Guidaonde rettangolari - Studio delle giunzioni e degli angoli (di N. Elson).

Wireless World, vol. LIII, n. 2, febbraio 1947. Fascicolo di XLII-38 pagine. Prezzo 1s. 6d. (Ed. in Gran Bretagna).

Dal sommario del fascicolo riportiamo i seguenti titoli:
— Costruzione di un ricevitore televisivo - Avvolgimento delle bobine deflettrici.
— Metodo grafico per il progetto ed il calcolo dei circuiti e dei sistemi a C.A.V. (di S. W. Amos).
— Protezione dei trasformatori di alimentazione (di F. R. W. Strafford).
— Il rumore di fondo negli amplificatori ad elevato guadagno (di P. J. Baxandall).

PERIODICI ITALIANI

Alta Frequenza, vol. XV, n. 4, dicembre 1946. Fascicolo di XVI-IV-68 pagine. Prezzo 150 lire.
— Sistemi di modulazione di trasmettitori radiotelefonici (di R. Vandetti).
— Tensioni rettangolari ottenute con un solo pentodo (di S. Malatesta).
— Variatori di fase per oscillografi a coordinate polari (di R. Ricamo).

L'Energia Elettrica, vol. XXIII, nn. 9-10, settembre-ottobre. Fascicolo di XX-36 pagine. Prezzo 100 Lire.

Occorre qui applicare una relazione empirica, dettata dall'esperienza, nella quale si tengono conto delle cadute di tensione che si hanno negli avvolgimenti, in regime di funzionamento. Si ha cioè:

$$n_s = 1{,}05\ n_p\ .$$

Sostituendo i valori numerici si ottiene, nel nostro caso:

$$n_s = 1{,}05 \cdot 4{,}09 = 4{,}29\ .$$

h) *Il numero di spire di ciascun secondario per avere le tensioni stabilite.*

Analogamente a quanto è detto in f) per il primario, si ha:

$$n_{vs} = n_s \cdot V$$

in cui V è la tensione voluta.

Nel caso in questione si ottiene:

- per 370 V; $4{,}29 \cdot 370 = 1587{,}3$ spire
- per 6,3 V; $4{,}29 \cdot 6{,}3 = 27{,}02$ »
- per 5 V; $4{,}29 \cdot 5 = 21{,}45$ »

i) *La potenza complessiva apparente del primario.* - Nota la potenza complessiva richiesta ai secondarii ($P2$), si ha:

$$P_1 = \frac{P_2}{\cos\varphi \cdot \eta}$$

in cui $\cos\varphi$, che è il fattore di potenza, è generalmente uguale a 0,9 mentre il rendimento η è da ritenere intorno a 0,8. Sostituendo a $\cos\varphi$ e ad η tali vali, si ottiene:

$$P_1 = \frac{P2}{0{,}9 \cdot 0{,}8} = \frac{P2}{0{,}72} = 1{,}39 \cdot P2\ .$$

Poichè è $P2 = 58$ W, sostituendo si ha immediatamente:

$$P1 = 1{,}39 \cdot 58 = 80{,}62\ \text{W}.$$

l) *L'intensità delle correnti esistenti nel primario, in corrispondenza ai diversi valori di tensione della rete.*

Dall'elettrotecnica generale è noto che $P = VI$; si ha quindi immediatamente $I = P/V$.

Poichè $P = 80{,}62$ W, sostituendo successivamente a V i valori delle diverse tensioni primarie, si ottiene:

- per 110 V; $I = \dfrac{80{,}62}{110} = 0{,}73$ A
- per 125 V; $I = \dfrac{80{,}62}{125} = 0{,}64$ A
- per 140 V; $I = \dfrac{80{,}62}{140} = 0{,}57$ A
- per 160 V; $I = \dfrac{80{,}62}{160} = 0{,}5$ A
- per 220 V; $I = \dfrac{80{,}62}{220} = 0{,}36$ A .

m) *I diametri dei conduttori dell'avvolgimento primario.* - Il diametro dei conduttori è ovviamente in relazione all'intensità della corrente cui sono percorsi. Tale intensità dipende dal valore della tensione, come è dimostrato in l), per cui ad ogni tensione primaria si ha un conduttore di diverso diametro.

Il diametro del conduttore è dato dalla formola:

$$d = 0{,}7\ \sqrt{I}$$

in cui d è in mm, ed I in ampere.

Tale espressione è ottenuta in base ad una intensità di corrente di circa 1,8 A per mm^2.

Sostituendo i valori numerici ottenuti in l), si ha facilmente:

- per 110 V: $d = 0{,}56$ mm
- per 125 V: $d = 0{,}56$ mm
- per 140 V: $d = 0{,}49$ mm
- per 160 V: $d = 0{,}49$ mm
- per 220 V: $d = 0{,}42$ mm.

n) *I diametri dei conduttori dei secondarii.*

Si ha ancora $d = 0{,}7\ \sqrt{I}$, accettando una densità di corrente di $\sim$ 1,8 A per mm^2.

Nel caso di cui ci si occupa, si ha successivamente:

secondario A.T., $I = 0{,}095/2 = 0{,}047$ A; $d = 0{,}147$ mm;

sec. B.T. 6,3 V, 2 A: $d = 0{,}98$ mm;

sec. B.T. 5 V, 2 A: $d = 0{,}98$ mm.

espressione i valori riassunti in o), per $k = 2{,}5$, si ha:

- *primario*:

da 0 a 125 V: $S_1 = 384$ mm^2;

da 125 a 160 V: $S_2 = 89{,}37$ mm^2;

da 160 a 220 V: $S_3 = 98$ mm^2;

- *secondario A.T.*

$S_4 = 2{,}5 \cdot (1590 + 1590) \cdot 0{,}14^2 = 151$ mm^2

- *secondario B.T.* 6,3 V:

$S_5 = 2{,}5 \cdot 28 \cdot 1^2 = 70$ mm^2

- *secondario B.T.* 5 V:

$S_6 = 2{,}5 \cdot 22 \cdot 1^2 = 55$ mm^2.

L'ingombro complessivo degli avvolgimento è quindi:

$$S_t = 384 + 89{,}37 + 98 + 151 + 70 + 55 = 847{,}37\ \text{mm}^2,$$

cioè praticamente 850 mm^2.

Si dovrà dunque scegliere un lamierino la cui finestra occupi un'area di tale valore, quale quello riportato nella fig. 69.

Fig. 69 - Dimensioni della finestra in relazione all'ingombro degli avvolgimenti.

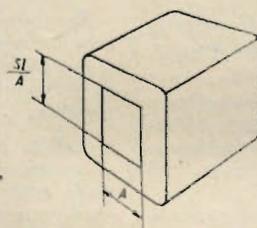



Fig. 70 - Struttura del cartoccio

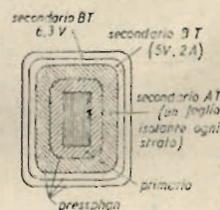



Fig. 71 - Distribuzione degli avvolgimenti

o) *Riassunto dei dati ottenuti dal calcolo.*

I dati ottenuti dal calcolo sono riassunti in base a evidenti considerazioni pratiche.

Nel nostro caso si può cioè stabilire:

- *primario*:

0 ÷ 110 V, 450 spire, ∅ = 0,55 mm

0 ÷ 125 V, 512 spire, ∅ = 0,55 mm

0 ÷ 140 V, 573 spire, ∅ = 0,5 mm

0 ÷ 160 V, 655 spire, ∅ = 0,5 mm

0 ÷ 220 V, 900 spire, ∅ = 0,4 mm

- *secondario A.T.*:

370 + 370 V, 1590 + 1590 spire; ∅ cond. = 0,14 mm;

- *secondario B.T.*:

6,3 V, 28 spire; ∅ cond. = 1 mm;

- *secondario B.T.*:

5 V, 22 spire; ∅ cond. = 1 mm.

p) *Calcolo della sezione assiale dell'avvolgimento.*

La sezione assiale dell'avvolgimento e cioè l'ingombro complessivo di esso, determina le dimensioni del lamierino.

L'espressione pratica di calcolo è:

$$S = k\ N\ d^2$$

in cui N è il numero delle spire e d è il diametro del conduttore; k è il coefficiente di riempimento dell'avvolgimento, in quanto è riferito all'isolamento del conduttore e degli strati ed è normalmente compreso fra 2 e 3.

Sostituendo successivamente a tale e-

q) *Determinazione delle dimensioni del cartoccio.*

Nota la sezione lorda del nucleo e la larghezza della colonna centrale della lamella, A, lo spessore del pacco risulta dato da Sl/A. Le dimensioni del cartoccio si hanno allora immediatamente, in quanto lo spessore del pacco ne determina l'altezza, mentre la lunghezza, c, della lamella, dà la lunghezza del cartoccio stesso.

Nel nostro caso, le dimensioni del cartoccio saranno quelle della fig. 70.

I dati costruttivi del trasformatore di alimentazione, nonchè i criteri con cui si procede alla loro determinazione, sono con ciò noti. Altri elementi caratteristici quali le perdite nel rame e nel ferro, la potenza reattiva di c.c. e a vuoto, si trascurano volutamente in quanto esorbitano dagli scopi pratici di questa trattazione.

Costruttivamente si procederà nell'ordine indicato dalla fig. 71. Il pacco lamellare dev'essere montato con la superficie isolata a contatto di quella non isolata, onde ridurre le perdite nel ferro per correnti parassite. Inoltre ogni lamella dovrà essere montata in modo che alla spaccatura della colonna centrale dell'una, corrisponda l'area continua dell'altra. Ciò consente, come è noto, di ridurre notevolmente il traferro ottenendo una diminuzione della corrente a vuoto.

La Ditta M. MARCUCCI e C. di Milano

Via Fratelli Bronzetti 37
Telefono 52.775

Sempre all'avanguardia nell'applicazione dei progressi della tecnica, presenta alla sua spettabile clientela:

IL NUOVO PROVAVALVOLE-OSCILLATORE N. 2500

che riunisce in sè i pregi e le caratteristiche del

PROVAVALVOLE - TESTER MARCUCCI

per la misurazione di tutte le valvole esistenti, e del

OSCILLATORE MODULATO ALFA

con quadrante girevole eliminante la possibilità di errori di paralasse, che commuta la bassa frequenza fonica 400 H oppure la radio frequenza modulata, in 6 gamme

È lo strumento più completo e più perfetto esistente

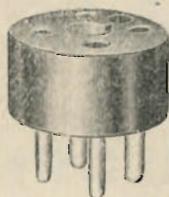
Dimensioni: 38 x 27 x 10

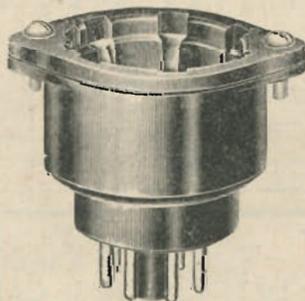
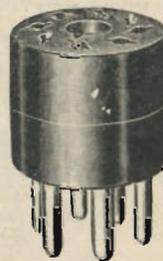
DUE NUOVI MODELLI DI MACCHINE BOBINATRICI

specialmente indicate per radioriparatori:

una macchina avvolgitrice lineare a mano e a motore a Lire 15.000
una macchina avvolgitrice a nido d'ape a mano . . a Lire 9.000

LA SERIE COMPLETA DI ZOCCOLI ADATTATORI

Per sostituire i nuovi tipi di valvole americane ai vecchi tipi corrispondenti

80 al posto della 5Y3
5Y3 „ „ „ 80

6Q7 al posto della 78
6K7 „ „ „ 78
6V6 „ „ „ 42
6F6 „ „ „ 42
6J7 „ „ „ 77
6K7 „ „ „ 6D6
6A8 „ „ „ 6A7
6B8 „ „ „ 6B7
6P7 „ „ „ 6F7
6N7 „ „ „ 6A5

Per sostituire le valvole serie rossa Philips con quelle americane tipo Fivre e viceversa

5Y3 al posto della AZ1-WE54
6K7 „ „ „ EF9
6V6 „ „ „ EL3
6Q7 „ „ „ EBC3
6A8 „ „ „ ECH4-E1R
6K8 „ „ „ ECH4-E1R

AZ1 al posto della 5Y3
EF9 „ „ „ 6K7
EL3 „ „ „ 6V6
EBC3 „ „ „ 6Q7
ECH4 „ „ „ 6A8
ECH4 „ „ „ 6K8

I NUOVI TIPI DI ZOCCOLI BREVETTATI

PER VALVOLE LOCTAL
A OTTO PIEDINI
A SPILLO

PER VALVOLE E F 50
A NOVE PIEDINI
A SPILLO

ZOCCOLI PER VALVOLE MINIATURA A SPILLO
ZOCCOLI PER VALVOLE A CHIAVE TELEFUNKEN

CHIEDETE OFFERTE E PROSPETTI

indirizzi utili

ACCESSORI E PARTI STACCATE PER RADIOAPPARECCHIATURE

ADEX « Victor ». Via Aldo Manuzio, 7, Milano, Tel. 62-334 - Laboratori Elettrochimici.

A.P.I. - Via Donizzetti, 45. Milano.

A.R.M.E. - Accessori Radio Materiali Elettromagnetici - S. R. L. - Via Crescenzio, 6, Milano, Tel. 265-260.

AVIDANO Dott. Ing. - Via Bisi Albini, 2, Milano, Tel. 693502 - Trsformatori ed altoparlanti.

B.C.M. BISERNI & CIPOLLINI - MILANO - Corso di Porta Romana, 96, Telefono 578-438.

BIERRE di Battista Redaelli - Corso Garibaldi, 75, Milano, Tel. 65-847.

BOSCO MARIO - Via Sacchi, 22, Torino - Tel. 59-110 - 45-164.

BOSELLI ENRICO - Via Londonio, 23, Milano, Tel. 80-770 - Viterie di precisione tornite e stampate.

BOSIO G. L. - Corso Galileo Ferrari, 37, Torino, Tel. 45-485.

C.R.E.M. - s. r. l. - Commercio Radio Elettrico Milanese - Via Durini, 31, Milano, Tel. 72-266 - Concessionaria esclusiva condensatori **Faco.**

DINAMID - Via Michele Novara, Milano (Affori), Tel. 698-104.

ENERGO - Via Padre Martini, 10, Milano, Tel. 287-166 - Filo animato in lega di stagno per saldature radio.

ERNESTI ALFREDO - Via Napo Torriani, 3, Milano, Tel. 67-013.

FARINA - Via A. Boito, 8, Milano, Tel. 86-929, 153-167.

FRANCHINI LUIGI - Via Baggio, 107, Milano, Tel. 42-104 - Viterie tornite.

FAESITE Soc. per Azioni - Direzione: Piazza Eremitani, 7, Padova - Stabilimento in Faè di Longarone (Belluno) - Uffici vendite: Milano-Roma, Telef. 20-840 - 20-890.

FRATELLI GAMBA - Via G. Dezza, 47, Milano, Tel. 44-330.

Soc. F.R.E.A. - Forniture Radio - Elettriche Affini - Via. Padova, 9, Milano, Telef. 280-213 283-596.

GHIA FELICE - Via Polonia, 80, Milano.

HUGONJ AUGUSTO Ing. - Radiocostruzioni - Via S. Quintino Sella, 2, Milano, Tel. 82-163.

INDUSTRIA COSTRUZIONI RADIO MARZOLI s. p. a. (Brevetti Marzoli) - Via Strambio, 17, Milano, Tel. 293-809 - Resistenze per radio.

INDUSTRIALE RADIO - S. in accomandita semplice di E. Camagna, M. Libero & C. - Via Principe Tommaso, 30, Torino, Tel. 64-130.

MARCUCCI M. & C. - Via Fratelli Bronzetti, 37, Milano, Tel. 52-775.

MARTINI ALFREDO - Corso Lodi, 106, Milano, Tel. 577-987 - Fabbricazione scale parlanti per radioapparecchiature.

M.E.R.I. - Materiale Elettrico Radiofonico indicatori - Viale Monte Nero, 55, Milano, Tel. 581-602.

NATALI DUILIO - Apparecchiature per telecomunicazioni - Uffici e Direzione: Via Firenze, 57, Tel. 484-419 - Officina: Via Modena, 20-21-22-23, Tel. 484-737.

NUOVA RADIO MILANO - Ing. Dino Salvan - Via Torino, 29, Milano. Tel. 16901.

R.A.D.A.R. di Speroni & Campana (Ditta) - Via Vallazze, 74-98, Milano, Telef. 293-365 296-313 - Pezzi staccati d'occasione.

RADIO GAGGIANO - Officine Radioelettriche - Via Medina, 63, Napoli, Tel. 12-471 - 54-448.

RADIO TAU - Via G. B. Pergolesi, 3, Milano, Tel. 274-622.

ROMUSSI (DITTA) - Via Benedetto Marcello, 38, Milano, Tel. 25-477 - Fabbricazione scale parlanti per radioapparecchiature.

S.A.I.D.A. - Soc. An. Italiana « Darwin » - Via Teodosio, 96, Milano, Tel. 287-469.

SAMPAS - Via Savona, 52, Milano, Tel. 36-336 - 36387.

TRACO S. A. - Via Monte di Pietà, 18, Milano, Tel. 85-960.

TERZAGO - Via Melchiorre Gioia, 67, Milano, Tel. 690-094 - Lamelle per trasformatori e per motori trifase e monofase.

TRANSRADIO - Costruzioni Radioelettriche di Paolucci & C. - Piazzale Biancamano, 2 - Milano, Tel. 65-636.

VALLE - Via S. Donato, 2 - Piazza Statuto, 22, Torino, Tel. 52-475 - 40840.

VILLA RADIO - Corso Vercelli, 47, Milano, Tel. 492-341.

VORAX S. A. - Viale Piave, 14, Milano, Tel. 24-405.

AVVOLGIMENTI

MECCANOTECNICA ODETTI - Via Lepanto, 1, Milano, Tel. 691-198.

BOBINATRICI - AVVOLGITRICI

CALTABIANO Dott. R. - Radio Prodotti - Corso Italia, 2, Catania - Rappresentante Bobinatrici Landsberg.

COLOMBO GIOVANNI - Via Camillo Hajech, 6, Milano, Tel. 576-576.

DICH FEDERICO S. A. - Industria per la fabbricazione di macchine a Trecciare - Via Bellini, 20, Monza, Tel. 36-94.

FRATTI LUIGI - Costruzioni Meccaniche Via Maiocchi, 3, Milano, Tel. 270-192.

GARGARADIO di Renato Gargatagli - Via Palestrina, 40. Milano, Tel. 270-888.

HAUPA - Officine Costruzione Macchine Bobinatrici - Via Naviglio Alzaia Martesana, 110 - (Stazione Centrale) - Milano.

MARCUCCI M. & C. - Via Fratelli Bronzetti, 37, Milano, Tel. 52-775.

MICROTECNICA - Via Madama Cristina, 149, Torino.

PARAVICINI Ing. R. - Via Sacchi, 3, Milano. Tel. 13-426.

TORNITAL - Fabbrica Macchine Bobinatrici - Via Bazzini, 34, Milano, Telefono 290-609.

CONDENSATORI

ELETTROCONDENSATORE - Viale Papiniano, 3, Milano, Tel. 490-196.

ELETTRO INDUSTRIA - Via De Marchi, 55 Milano, Tel. 691-233.

I.C.A.R - Industria Condensatori Apparati Radioelettrici - Corso Monforte, 4, Milano, Tel 71-262 - Stabilimento: Via Mentana, 12, Monza

MIAL DIELETTRICI - Via Rovetta, 18, Milano, Tel. 286-968.

MICROFARAD - Fabbrica Italiana Condensatori - Via Derganico, 20, Milano, Tel. 97-077 - 97-114.

P.E.C. - Prodotti Elettro Chimici - Viale Regina Giovanna, 5, Milano, Tel. 270-143.

COSTRUTTORI DI APPARECCHIATURE RADIOELETTRICHE

A. L. I. - Ansaldo Lorenz Invictus - Via Lecco, 16, Milano, Tel. 21-816.

ALTAR RADIO - Azienda Livornese Telegrafica Applicazioni Radio di Romagnoli e Mazzoni - Via Nazario Sauro, 1, Livorno, Tel. 32-998.

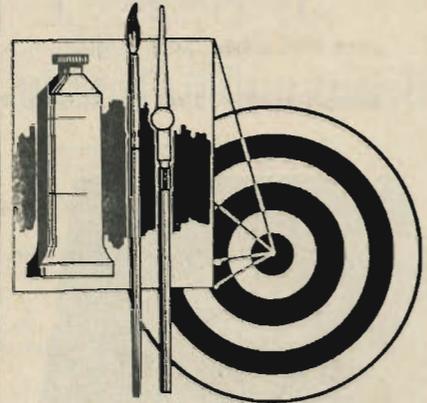
AMARADIO - Sig Lo Pipano - Via Carlo Alberto, 44, Milano, Tel. 45-193.

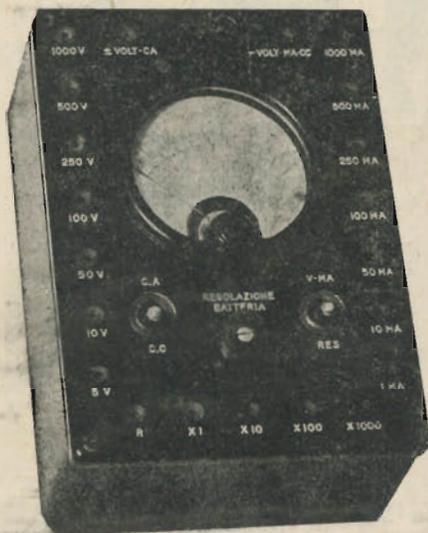
A.R.E.L. - Applicazioni Radioelettriche - Via Privata Calamatta, 10, Milano, Tel. 53-572.

ASTER RADIO - Viale Monte Santo, 7, Milano, Tel. 67-213.

C. G. E. - Compagnia Generale di Elettricità - Via Borgognone, 34 - Telegr.: Milano, Tel. 31-741 - 380-541 (Centralino).

C.R.E.A.S. - Costruzioni Radio Elettriche Applicazioni Speciali - Via G. Silva, 39, Milano, Tel. 496-780.

DITTA ERA - Via Fabio Filzi, 45, Milano, Tel. 690-021.

Dott. Ing.
S. FERRARI
S. E. P.

STRUMENTI ELETTRICI DI PRECISIONE

ANALIZZATORE UNIVERSALE
di 1000 ohm/Volt

FINO A 10 AMP. E 1000 V. CC E CA E FINO A 500.000 ohm

STRUMENTI DI MISURA IN QUALUNQUE TIPO - PER CORR. CONT. ED ALTERNATA PER BASSA, ALTA ED ALTISSIMA FREQUENZA - CRISTALLI DI QUARZO - REGOLATORI DI CORRENTE - RADDRIZZATORI

VENDITE CON FACILITAZIONI

INTERPELLATECI ED ESPONETECI I VOSTRI PROBLEMI - LA NOSTRA CONSULENZA TECNICA È GRATUITA

LABORATORIO SPECIALIZZATO PER RIPARAZIONE E COSTRUZIONE DI STRUMENTI DI MISURA

MILANO
VIA PASQUIROLO N. 11
Tel. 12.278

DUCATI - Società Scientifica Radio Brevetti Ducati - Largo Augusto, 7, Milano, Tel. 75-682-3-4.

ELECTA RADIO - Via Andrea Doria, 33, Milano, Tel. 266-107.

ELEKTRON -Officine Radioelettriche di Precisione - Via Pasquirolo, 17 Milano Tel. 88.564.

ERNESTI ALFREDO - Via Napo Torriani, 3. Milano, Tel. 67-013.

EVEREST RADIO di A. Flachi - Via Vitruvio, 47, Milano, Tel. 203-642.

FABBRICA ITALIANA MAGNETI MARELLI - Sesto S. Giovanni, Milano - Casella Postale 3400

FARA RADIO - Via Andrea Doria, 7, Milano, Tel. 273-748

I.C.A.R.E. - Ing. Corrieri Apparecchiature Radio Elettriche - Via Maiocchi, 3, Milano, Tel. 270-192.

IRRADIO - Via Dell'Aprica, 14, Milano, Tel. 691-857.

LA VOCE DEL PADRONE - COLUMBIA MARCONIPHONE - (S.A.) Via Domenichino, 14, Milano, Tel. 40-424.

L.I.A.R. Soc. a.r.l. - Laboratori Industriali Apparecchiature Radioelettriche - Via Privata Asti, 12, Milano.

MAGNADYNE RADIO - Via Avellino, 6, Torino.

M. MARCUCCI & C. - Via Fratelli Bronzetti, 37, Milano, Tel. 52-775.

NOVA - Radioapparecchiature Precise Piazza Cavour, 5, Milano, Tel. 65-614 - Stabilimento a Novate Milanese, Tel. 698-961.

OMICRON RADIO - Via G. da Cermenate, 1, Milano.

O. R. E. M. - **Officine Radio Elettriche** Meccaniche - Sede Sociale Via Durini, 5, Milano - Stabilimento in Villa Cortese (Legnano) - Recapito Commerciale provvisorio, Corso di Porta Ticinese, 1, Milano Tel 19-545.

PHILIPS RADIO - Via Bianca di Savoia, 18-20, Tel. 380-022.

RADIO MINERVA S. per A. Industriale Luigi Cozzi Dell'Aquila - Via Brioschi, 15-17, Milano, Tel. 30-752 - 30-077.

RADIO PREZIOSA - Corso Venezia, 45, Milano, Tel. 76-417.

RADIO SCIENTIFICA di G. LUCCHINI - Negozio, Via Aselli, 26, Milano, Tel. 292-385 - Officina, Via Canaletto, 14, Milano.

RADIO SUPERLA - Via C. Alberto 14 F, Bologna

RADIO TELEFUNKEN - Compagnia Concessionaria: Radioricevitori Telefunken, Via Raiberti, 2, Milano, Tel. 581-489 - 578-427

S.A.R.E.T. - Società Articoli Radio Elettrici - Via Cavour, 43, Torino.

S. A. VARA - Via Modena, 35, Torino - Tel 23-615.

S.I.A.R.E. - Via Durini, 24, Milano, Tel. 72-324

SIEMENS RADIO - S. per A. - Via Fabio Filzi, 29, Milano, Tel. 69-92.

UNDA RADIO S. p. A. - Como - Rappresentante Generale **Th. Mohvinckel** - Via Mercalli, 9, Milano, Tel. 52-922.

WATT. RADIO - Via Le Chiuse, 61, Torino, Tel. 73-401 - 73-411.

DIELETTRICI, TUBI ISOLANTI E CONDUTTORI

C.L.E.M.I. - Fabbrica Tubetti Sterlingati Flessibili Isolanti Via Carlo Botta, 10, Milano, Tel. 53-298 50-662.

LECCHI V. & C. - Via Juvara, 9, Milano, Tel. 23-135.

MICA - COMM. Rognoni - Viale Molise, 67, Milano, Tel. 577-727.

SAFAI - Studio Applicazioni Forniture Articoli Industriali - Piazzale Levater, 2, Milano, Tel. 273-581.

FONORIVELATORI - FONOINCISORI DISCHI PER FONOINCISORI

CARLO BEZZI S. A. ELETTROMECCANICA - Via Poggi 14, Milano, Tel. 292-447 - 292-448.

Nuova **RADIO** Milano

DINO SALVAN
INGEGNERE COSTRUTTORE

Rende noto alla sua affezionata clientela il nuovo indirizzo

MILANO
VIA TORINO 29 - TELEF. 16-901

Tutto
per il RADIORIPARATORE
e AUTOCOSTRUTTORE

Alfa Radio

di Corbetta Sergio
MILANO - Via Filippo Lippi N. 36
Telefono N. 268668

Gruppi A. F. da 2, 3, 4 e 6 gamme Massima sensibilità sulle onde cortissime Gruppi a 5 gamme per oscillatori modulati

MEDIE FREQUENZE
A 467 Kc. e 4 Mc.

Attenzione !

La Ditta **O. R. A.**
Officine Radio ed Affini

MILANO
Via Giambellino 82
Telefono 42.324

ha assorbito la Ditta **ALTOPARLANTI CICALA** trasferendo nelle proprie officine la costruzione degli altoparlanti brevetto Cicala di scala più vasta e con più perfezionati mezzi di produzione e ha ripreso la vendita

LE EDIZIONI IL ROSTRO

MONOGRAFIE DI RADIOTECNICA

1. — N. Callegari **CIRCUITI OSCILLATORI E BOBINE PER RADIOFREQUENZA Progetto e costruzione** . . . . netto L. 50

Vol. in-8 piccolo, pag. 32.

Il volumetto dopo alcune note introduttive tratta dei circuiti oscillatorii antirisonanti; del progetto del circuito oscillante degli stadii preselettori e dell'oscillatore locale; delle prese intermedie sui circuiti oscillanti e degli avvolgimenti accoppiati; dei circuiti oscillanti accoppiati induttivamente; della determinazione del coefficiente di mutua induzione (M); dei filtri di banda «caricati»; dei trasformatori a frequenza intermedia (MF); dell'attenuazione fuori risonanza dei filtri di banda; dell'effetto dello schermo sulla L delle bobine; della realizzazione delle bobine di induttanza. Seguono otto abachi che facilitano notevolmente il lavoro del progettista e del costruttore

2. — N. Callegari - **TRASFORMATORI DI ALIMENTAZIONE E DI USCITA PER RADIORICEVITORI - Progetto e costruzione** . in ristampa

3. — N. Callegari - **PROGETTO E CALCOLO DEI RADIORICEVITORI** . netto L. 80

Vol. in-8 piccolo, pag. 36.

La monografia tratta i seguenti argomenti: definizione sommaria delle caratteristiche del ricevitore; il regolatore automatico di sensibilità; amplificazione dello stadio di MF; selettività degli stadi di MF; gli stadi di BF; la reazione negativa; curva di risposta e selettività; stadio convertitore; alimentazione; filtraggio; errori da evitare. Seguono due grafici.

4. — N. Callegari - **INTERPRETAZIONE DELLE CARATTERISTICHE DELLE VALVOLE** . . . . in ristampa

5. — G. Coppa - **MESSA A PUNTO DI UNA SUPERETERODINA** in ristampa

6. — G. Termini - **STRUMENTI UNIVERSALI TEORIA E PRATICA - Costituzione, Progetto, Costruzione, Impiego** . . . . . netto L. 80

Vol. in-8 piccolo, pag. 32, 27 figure.

La materia trattata è così suddivisa: Generalità sugli strumenti industriali per misure radioelettriche; errori ed accorgimenti circa l'uso degli strumenti industriali di misura; misura delle resistenze; misure di CA; errori ed accorgimenti circa l'impiego di uno strumento a bobina mobile con raddrizzatore; taratura di uno strumento in CA; progetto di un analizzatore universale; calcolo delle resistenze addizionali; calcolo dell'ohm-metro; calcolo delle resistenze di portata per misure di tensioni alternate; costruzione di analizzatori; norme ed accorgimenti sull'uso degli analizzatori universali.

BIBLIOTECA DI RADIOTECNICA

G. Termini - **GENERATORI DI SEGNALI E VOLTMETRI ELETTRONICI Generatori normali, Generatori campioni, Teoria e Pratica** . netto L. 140

Vol. in-8 piccolo, pag. 62, con numerose figure.

P. Soati - **MANUALE DELLE RADIOCOMUNICAZIONI** . . . . . netto L. 220

Vol. in-8 piccolo, pag. 120.

Il volume è così suddiviso: Propagazione delle onde elettromagnetiche; zone di silenzio; eco; evanescenza o fading; fluttuazione; atmosferici; influenze solari e magnetiche sulle onde elettromagnetiche; intensità di campo elettromagnetico; antenne; presa di terra; propagazione delle diverse onde; codice Q completo usato nelle comunicazioni internazionali; codice Q usato nei servizi aerei; codice Q in inglese; abbreviazioni usate nel traffico commerciale internazionale; codice Z per servizi fissi; abbreviazioni usate nei servizi RTG dai radianti; scala RST; codice RAFISBEMQO; differenze orarie tra l'Italia e i diversi paesi del mondo; tabella delle ripartizioni delle bande da 10 a 200.000 kHz; nominativi di chiamata; alfabeto morse; elenco delle stazioni europee ad onda lunga e media; elenco delle stazioni di tutto il mondo ad onda corta e cortissima; dizionario delle località geografiche nelle quali si trovano le stazioni di radiodiffusione.

G. Termini - **MANUALE PER LA PRATICA DELLE RADIORIPARAZIONI (seconda ristampa)** . . . . netto L. 120

Vol. in-8 piccolo, pag. 88.

E' una raccolta di indicazioni, accorgimenti e consigli per il lavoro professionale del radio-riparatore, completata da una serie di prontuari schematici per la rapida determinazione dei guasti; 123 argomenti - 29 prontuari schematici.

N. Callegari - **ONDE CORTE ED ULTRACORTE - Teoria e pratica dei complessi riceventi e trasmittenti per onde corte ed ultracorte (seconda edizione)** . . . . netto L. 400

Vol. in-8 piccolo, pag. 314, 200 figure.

Il volume è suddiviso in quattro parti. La prima dà le nozioni generali; la seconda tratta dei trasmettitori e della trasmissione; la terza dei ricevitori e della ricezione; la quarta degli apparecchi misti.

Ing. M. Della Rocca - **LA PIEZO-ELETTRICITA' (seconda edizione riveduta ed ampliata con l'aggiunta della lavorazione e delle applicazioni principali del quarzo)** . . . . netto L. 400

Vol. in-8 piccolo, pag. 320, 220 figure e numerose fotografie.

Note generali su la cristallografia; la piro e la piezoelettricità; proprietà meccaniche dei cristalli; i cristalli piezoelettrici; il taglio del quarzo, vari tipi di taglio; le applicazioni del quarzo; gli ultrasuoni, loro effetti; le applicazioni degli ultrasuoni; esperienze sul cristallo di Rochelle; il taglio del Rochelle; applicazioni del Rochelle; il riproduttore grammofonico, il microfono piezoelettrico; l'altoparlante e la cuffia piezoelettrica; l'oscillografo piezoelettrico; il rivelatore di vibrazioni, il vibromike, sue utilizzazioni; la piezoelettricità medicale, lo stetoscopio

J. Bossi e N. Callegari - **PRONTUARIO DELLE VALVOLE TERMOIONICHE RICEVENTI - Caratteristiche e dati in impiego** . . . netto L. 300

Ing. D. Pellegrino - **TRASFORMATORI DI POTENZA E DI ALIMENTAZIONE - Calcolo razionale** . . . . esaurito

PIMABOR - Compagnia Importazioni Esportazioni - Via Cesare Balbo, 13 - Milano, Tel. 580-720 - Ind. Telegr. FIMABOR MILANO.

SICE - Piazza Castello, 22, Milano, Tel. 89-850.

STRUMENTI E APPARECCHIATURE DI MISURA

BELOTTI S. & C. S. A. - Piazza Trento, 8, Milano - Telegr.: INGBELOTTI-MILANO - Tel. 52-051, 52-052, 52-053, 52-020.

AESSE - Apparecchi e Strumenti Scientifici ed Elettrici - Via Rugabella, 9, Milano, Tel. 18-276 - Ind. Telegr. AESSE.

ALLOCCHIO BACCHINI & C. - Ingegneri Costruttori - Corso Sempione, 93, Milano, Tel. 981-151 2-3-4-5 - 90-088.

BOSELLI ENRICO (DITTA) - Forniture Industriali Apparecchi di Controllo - Via Londonio, 23, Milano, Tel. 91-420 - 95-614.

DONZELLI E TROVERO - Soc. a Nome Collettivo - Via Carlo Botta, 32, Milano, Tel. 575-694.

DOTT. ING. F. SCANDOLA - Via G. Aselli, 25, Milano, Tel. 294-902 - Esclusività per l'Italia e per l'Estero - Ditta I.C.E. Industria Costruzioni Elettromeccaniche - Esclusivista per il Piemonte e per la Liguria - S. A. MIAL.

ELEKTRON - Officine Radioelettriche di Precisione - Via Pasquirolo, 17, Milano, Tel. 88-564.

ELETTROCOSTRUZIONI - Chinaglia - Belluno, Via Col di Lana, 22, Tel. 202, Milano - Filiale: Via Cosimo del Fante, 9, Tel. 36-371.

FIEM - Fabbrica Strumenti Elettrici di misura - Via della Torre, 39, Milano, Tel. 287-410.

G. FUMAGALLI - Via Archimede, 14, Milano, Tel. 50-604.

INDUCTA S. a R. L., Piazza Morbegno, 5, Milano, Tel. 284-098.

MANGHERINI A. - Fabbrica Italiana Strumenti Elettrici - Via Rossini, 25, Torino, Tel. 82-724.

MEGA RADIO di Luigi Chiocca - Via Bava, 20 bis, Torino, Tel. 85-316.

MIAL DIELETTRICI - Via Rovetta, 18, Milano, Tel. 286-968.

OHM - Ing. Pontremoli & C. - Corso Matteotti, 9, - Milano, Tel. 71-616 - Via Padova, 105, Tel. 285-056.

S.E.P. - Strumenti Elettrici di Precisione - Dott. Ing. Ferrari, Via Pasquirolo, 11, Tel. 12-278.

SIPIE - Soc. Italiana per Istrumenti Elettrici - Pozzi e Trovero - Via S. Rocco, 5, Milano, Tel. 52-217, 52-971.

Strumenti Elettrici di Misura - S.R.L. - Via Pietro Calvi, 18, Milano, Tel. 51-135.

TELAI CENTRALINI ECC.

MECCANOTECNICA ODETTI - Via Lepanto, 1, Milano, Tel. 691-198.

TRASFORMATORI

AROS - Via Bellinzaghi, 17, Milano, Tel. 690-406.

BEZZI CARLO - Soc. An. Elettromeccaniche - Via Poggi, 14, Milano, Tel. 292-447, 292-448.

ERNESTI ALFREDO - Via Napo Torriani, 3, Milano, Tel. 67-013.

Laboratorio Trasformatori di M. PAMPINELLA - Via Olona, 11, Milano, Tel. 30-536.

LARIR - Laboratori Artigiani Riuniti Industrie Radioelettriche - Piazzale 5 Giornate, 1, Milano, Tel. 55-671.

MECCANOTECNICA ODETTI - Via Lepanto, 1, Milano, Tel. 691-198.

S. A. OFFICINA SPECIALIZZATA TRASFORMATORI - Via Melchiorre Gioia, 67, Milano, Tel. 691-950.

VERTOLA AURELIO - Laboratorio Costruzione Trasformatori - Viale Cirene, 11, Milano, Tel. 54-798.

VALVOLE RADIO

FIVRE - Fabbrica Italiana Valvole Radio elettriche - Corso Venezia, 5, Milano, Tel. 72-986 - 23-639.

PHILIPS RADIO S.p.A. - Milano, Viale Bianca di Savoia, 18, Tel. 32-541.

piccoli annunci

Sono accettati unicamente per comunicazioni di carattere personale. L. 15 per parola; minimo 10 parole. Pagamento anticipato.

Gli abbonati hanno diritto alla pubblicazione gratuita di un annuncio (massimo 15 parole) all'anno.

COMPERO N.ri 4 e 22 "l'antenna" 1940 eventualmente cambio con "Elettronica" N.ri 2, 8, 11 e 12 1946 - Rino Rigonat - Scodovacca - (Udine).

TUBO Raggi Catodici DG 16/2 906 - Valvole 1629 - 834 - 866 vendo - fare offerta. Recapito presso "Antenna - Via Senato 24 - Milano.

elenco inserzionisti

Stampato dalla TIPEZ - Milano per conto della Editrice IL ROSTRO, Via Senato 24 - Milano - Responsabile LEONARDO BRAMANTI - Autorizz. Pref. 043/10381

31 DIVERSE PORTATE

- 8 portate voltmetriche in C. C.
- 8 portate voltmetriche in C. A.
- 4 portate milliamperometriche
- 3 portate ohmetriche per lettura
- 8 portate per misure d'Uscita con scala diretta in Volt e Decibel

PRECISIONE
1% DEL VALORE
DI FONDO SCALA

STRUMENTI DI MISURA ICE

RAPPRESENTANTE ESCLUSIVO
Dott. Ing. FRANCO SCANDOLA

MILANO
VIA ASELLI 25
TELEFONO 294.902

FABBRICANTI

LE **RESISTENZE A CARBONE I.C.R. PER CATODI** VI OFFRONO
LA MIGLIORE GARANZIA PER I VOSTRI APPARECCHI
PERCHE' NON SI INTERROMPONO MAI

ICR

NESSUN SOVRAPPREZZO SUL LISTINO PER I VALORI INFERIORI A 100 OHM

Richiedetele alla

I.C.R. INDUSTRIA COSTRUZIONI RADIO

SOCIETÀ PER AZIONI - VIA STRAMBIO 17 - MILANO - TELEFONO 293.809